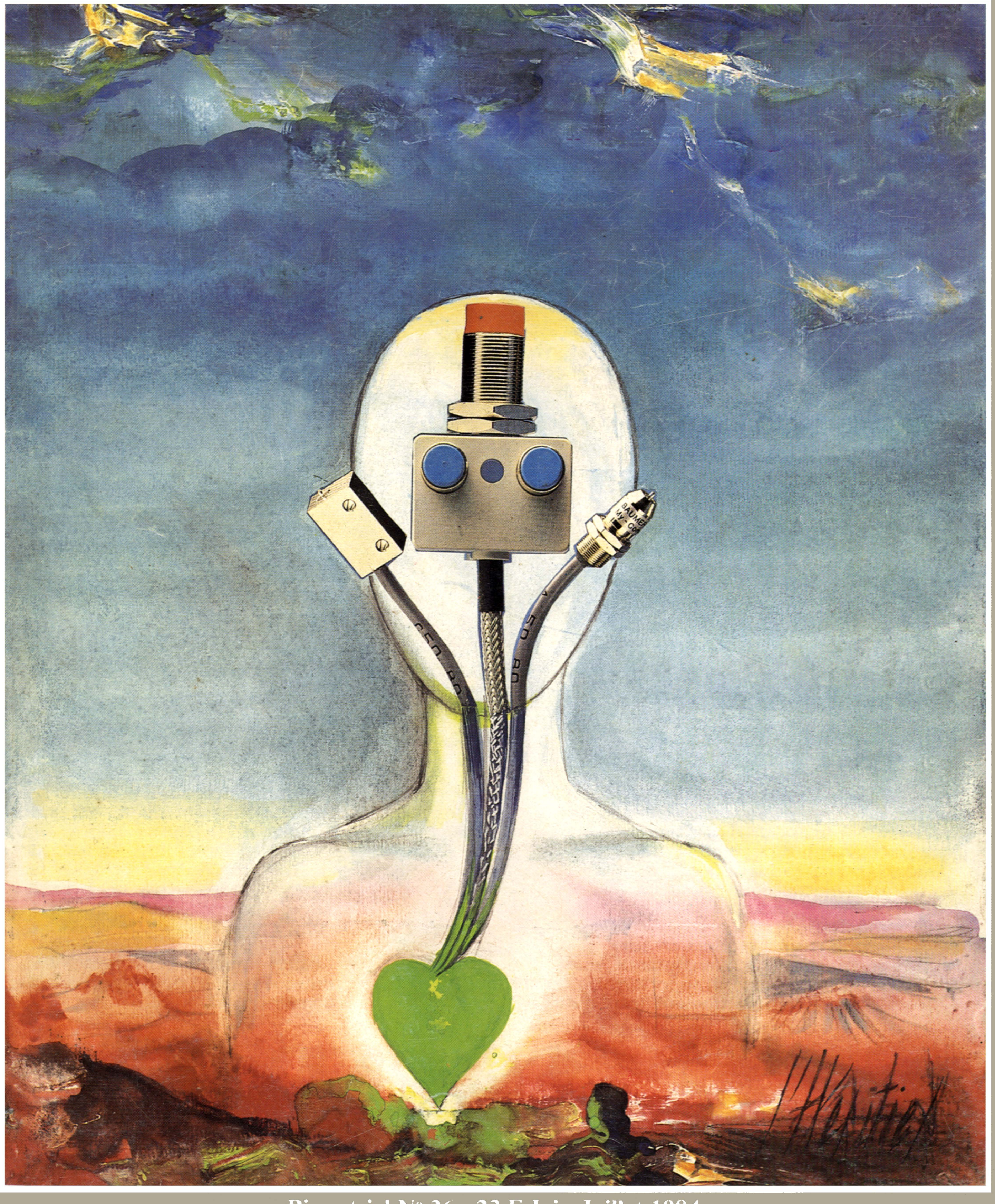
I.S.S.N. 0243 489 X

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

visu



Bimestriel N° 36 - 23 F Juin-Juillet 1984
SUISSE : 7,50 FS - TUNISIE : 2 415 MIL. : CANADA : CAN $ 3.50 ESPAGNE : 450 PESETAS - BELGIQUE : 170 F B

ELECTRONIQUE APPLICATIONS visu

ELECTRONIQUE
APPLICATIONS visu

ELECTRONIQUE APPLICATIONS
est une publication bimestrielle
de la Société Parisienne d'Edition
Société anonyme au capital de 1 950 000 F
Siège social : 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris

Direction - Rédaction - Administration - Ventes :
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19
Tél. : 200.33.05 - Télex : PGV 230472 F

Dépôt légal : Mai 1984 N° éditeur : 1212

Président-Directeur Général,
Directeur de la Publication : **Jean-Pierre Ventillard**

Rédacteur en chef : **Jean-Claude Roussez**

Coordinateur technique : **Jean-Marc Le Roux**

Maquette : **Michel Raby**

Couverture : **Gilbert L'Héritier**

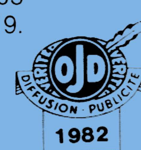
Ce numéro a été tiré à **53 000 exemplaires**

Abonnements :
2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.
1 an (6 numéros) : **102 F** (France) - **137 F** (Etranger).

Publicité :
Société Auxiliaire de Publicité - Tél. : 200.33.05
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cédex 19.

Responsable international de la publicité :
Michel Sabbagh

Chef de publicité : **Francine Fohrer**



Distribué par SAEM Transports Presse Imprimeries Edicis-Evry ; S.N.I.L.-Aulnay

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

SOMMAIRE



BIMESTRIEL / JUIN-JUILLET 84





Portable et « intelligent » : voici le « PX-8 »

Traditionnellement spécialisée dans les matériels d'informatique professionnelle, la société Epson, distribuée en France par Technology Resources, avait créé, il y a un peu plus d'un an, une petite révolution en présentant un ordinateur portable de format « bloc-note » : le HX-20, dont plus de 5 000 unités ont été vendues à ce jour dans le monde.

Le Sicob 1984 est l'occasion d'annoncer l'arrivée sur le marché de son « grand frère » : le « PX-8 », qui se positionne comme un matériel de haut de gamme.

Une capacité de 64 K-octets...

Il s'agit donc d'une machine construite autour du Z 80, et disposant de 64 K-octets de RAM. Là où les choses prennent une dimension nouvelle, c'est quand Epson annonce que cette machine a les dimensions d'un classeur A4, fonctionne sous batterie et sous CP/M, et dispose d'un écran LCD de 8 lignes de 80 caractères, et d'un clavier Azerty accentué.

Réalisé entièrement en technologie C-MOS, le PX-8 a une autonomie de dix heures, grâce à ses batteries rechargeables. Il possède un lecteur de micro-cassettes intégré.



... une bibliothèque de logiciels intégrés

Enfin et surtout, il existe des logiciels intégrés qui peuvent être installés sous forme de PROM résidente dans le PX-8. Deux socles de 32 K-octets sont disponibles, et de nombreux programmes sont proposés sur module PROM.

D'abord un Basic Microsoft, utilisateur CP/M (avec une configuration, des copies capacité et transfert de fichier), un traitement de texte Wordstar, un tableau Calc, une base de données Card Box, et, dans les mois à venir, bien d'autres programmes qui pourront être tirés de la bibliothèque.

Enfin, une imprimante portable peut être ajoutée à l'extérieur du PX-8 pour permettre une trace écrite de l'affichage.

Le PX-8 prolonge le HX-20 dans le haut de gamme, et ne devrait pas entrer en concurrence avec celui-ci qui reste pour les applications économiques la meilleure alternative.

Le prix annoncé par l'importateur se situe vers 8 960 F H.T.

Fabricant :
Epson

Distribué par :

Technology Resources
114, rue Marius-Aufan
92300 Levallois-Perret
Tél. : (1) 757.31.33
Tx : 610 657

VIE PROFESSIONNELLE

Jermyn représente Textool-3M

La société **Jermyn,** spécialisée dans la fabrication de supports de circuits intégrés et la commercialisation de composants actifs et passifs, vient de prendre la distribution des supports **Textool-3M.**

Elle s'ajoute ainsi aux quatre sociétés qui distribuent actuellement ces produits, à savoir :

- **B.F.I. Electronique,** 9, rue Yvart, 75015 Paris
- **DIMEL,** avenue Claude-Farrère, 83100 Toulon,
- **IDEM,** 78, chemin Lanusse, 31200 Toulouse,
- **Radio Sell Composants,** 156-161, rue Jean-Jaurès, 29000 Brest.

La gamme **Textool-3M** comprend des supports de circuits intégrés, de « chip-carriers », de transistors... destinés aux tests, « burn-in » ou utilisés en production. De plus, **Textool-3M** est à même de développer sur demande tout support particulier.

Jermyn
Immeuble Orix
16, avenue Jean-Jaurès
94600 Choisy-le-Roi
Tél. : (1) 853.12.00
Tx : 213 810

Siemens comercialise les tubes Heimann

La commercialisation des tubes éclairs électroniques dits tubes flash ou encore tubes à éclats de la société Heimann (Groupe **Siemens**), assurée jusqu'à présent sur toute la France par la société **Cunow,** a été reprise par **Siemens S.A.,** Division Composants Spéciaux.

Ces tubes sont destinés à des applications en photographie, pour la sécurité routière, l'industrie, la publicité, la stroboscopie, la colorimétrie, l'excitation laser et l'endoscopie.

Rappelons que les tubes de prises de vues, les détecteurs IR pyroélectriques et les photorésistances **Heimann** sont commercialisés en France par **Siemens** depuis plusieurs années.

Siemens
39-47, boulevard Ornano
93200 Saint-Denis
Tél. : (1) 820.61.20
Tx : 620 853

Le système Europac pour cartes Européennes



Schroff

Le pionnier de la technique 19''

SCHROFF SARL · 67660 Betschdorf · Tél. (88) 54.49.33 · Tx 880710
Agence Région Parisienne: Z.I. · 78530 Buc · Tél. (3) 956.08.18 · Tx 695668

SERVICE-LECTEURS N° 3



SERVICE-LECTEURS N° 4

«Voici un grand chasseur de signaux !»

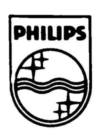
IEEE 488
CEI 625

Le PM 3311 Philips... l'oscilloscope à mémoire numérique très haute résolution

Connaissez-vous un oscilloscope à mémoire numérique comme le PM 3311 ? Sa résolution en monocoup de 8 nanosecondes assure la capture de transitoires que la plupart des oscilloscopes ne peuvent pas visualiser. Il mémorise des signaux répétitifs jusqu'à 60 MHz avec une résolution horizontale de 200 picosecondes. Un retard numérique jusqu'à 9 999 divisions permet de visualiser tout signal avec une résolution optimale.

Différents signaux ou parties d'un même signal peuvent être transférés dans quatre mémoires et être affichés simultanément.

Ces caractéristiques — plus le prédéclenchement, le mode enregistrement en basse fréquence et l'option interface IEEE — font du PM 3311 un oscilloscope hors classe.



Mesure

PHILIPS

L'avance technologique

M5/84

SERVICE-LECTEURS N° 2

Philips Science et Industrie

Division de la S. A. PHILIPS INDUSTRIELLE et COMMERCIALE

105, rue de Paris - B.P. 62 — BOBIGNY 93002 Cedex - (1) 830.11.11
EXPORTATION - BOBIGNY
AFRIQUE et OUTRE-MER : PARIS 75008 - 40, avenue Hoche - (1) 563 02 02

CARQUEFOU 44471 Cedex - Z.I. rue du Danemark - B.P. 75 - (40) 30 11 27
LILLE 59014 - 47, rue Barthélémy Delespaul - (20) 30 77 73
LYON 69009 - 25, avenue des Sources - (7) 835 70 00

MARSEILLE 13011 - Traverse de la Montre - La Valentine - (91) 44 00 60
STRASBOURG 67000 - 4, rue de Niederbronn - (88) 36 18 61
TOULOUSE 31017 - 25, bd Silvio Trentin - (61) 47 75 52

SIEMENS



La direction logique: amplificateurs large bande – circuits intégrés en AsGa

CGY 22
CGY 32
Gain 25 dB

CGY 21
CGY 31
Gain 20 dB

CGY 20
CGY 30
Gain 10 dB

Une nouvelle génération de composants hyperfréquence fait son apparition sur le marché:

les circuits intégrés à base d'arséniure de gallium CGY 20, CGY 21, CGY 30, CGY 31 Siemens.

Les performances de ces nouveaux composants AsGa permettent de réaliser à coût réduit des amplificateurs à faible bruit et à large bande, tout en garantissant une grande linéarité.

Prenez la bonne décision, optez pour les circuits intégrés en hyperfréquence et profitez des avantages offerts par les produits AsGa Siemens.

1 étage		2 étages		3 étages*	
CGY 20	**CGY 30**	**CGY 21**	**CGY 31**	**CGY 22**	**CGY 32**
40 à 860 MHz	0.8 à 1.8 GHz	40 à 860 MHz	0.8 à 1.8 GHz	40 à 860 MHz	0.8 à 1.8 GHz
Gain 10 dB bruit typ. 3 dB		Gain 20 dB bruit typ. 4 dB		Gain 25 dB bruit typ. 5 dB	

* en développement.

Sur simple demande, vous pouvez recevoir des spécifications et schémas d'application en anglais. Ecrire ou téléphoner à Siemens SA, Division Composants, BP 109, F-93203 Saint Denis Cédex 01. Tél. (1) 820 61 20. Mot clé «circuits intégrés en AsGa».

B 8216-102

TEK 2200 OSCILLOSCOPES PORTABLES POLYVALENTS — LA RÉFÉRENCE PERFORMANCES/PRIX

25 nouveaux atouts et toujours 11 000 F !*

1. Tube cathodique plus lumineux (14 kV), trace plus fine, intensité et focalisation automatiques, réglage séparé d'intensité en double base de temps (2215A).

2. Deux voies de grande sensibilité. Bande passante du continu à 60 MHz - Sensibilité : 10 V/div à 2 mV/div.

3. Base de temps performante de 0,5 s/div à 5 ns/div - Mesures précises par base de temps retardée (2213A) ou double base de temps (2215A).

4. Déclenchement sûr, performant et complet. Mode automatique, normal et TV, choix des sources et des couplages, inhibiteur, etc.

Siguier Courcelle et associés



TEK 2235 100 MHz : 16 000 F*

Oui : 16 000 F.
Encore plus précis et plus rapide, le 2235 établit un nouveau record performances/prix. Amplificateur haute qualité, tube cathodique très lumineux, double base de temps alternée et visualisation du signal de déclenchement... Un oscilloscope performant ultra-léger (6,1 kg) et économique.

25 perfectionnements et un prix inchangé.
Nouvelles versions, nouvelles performances : les 2213A et 2215A font toujours honneur à la technologie avancée dont ils sont issus, avec de nouvelles caractéristiques qui vont creuser l'écart.
Déclenchement plus précis et plus sensible, tube cathodique plus lumineux (PA 14 kV) et trace plus fine, précision spécifiée sur une large gamme d'utilisations... au total, plus de 25 perfectionnements.
Résultat : la nouvelle série 2200 s'affirme comme l'outil idéal pour l'étude de logiques rapides ou de signaux analogiques bas ou haut niveau. Pour des mesures encore plus précises, le 2215A dispose même d'une double base de temps à réglage d'intensité séparé.

TEK 2200 : des conditions toujours uniques.
Garantie 3 ans. Essai gratuit une semaine, délais courts. Crédit aux particuliers... Tektronix est toujours sûr de ses performances.

Pour tous renseignements ou pour recevoir une brochure en couleur, téléphonez-nous (gratuitement) ou retournez-nous le coupon.

NUMÉRO VERT APPEL GRATUIT 16.05.00.22.00

*Tarif au 2/4/84 - 2213A : 11 000 F H.T., 2235 : 16 000 F H.T.

M. ______________________

Fonction ______________________

Société ______________________

Adresse ______________________

____

Tél. ______________________

est intéressé par les :
☐ Tek 2213A/2215A ☐ Tek 2235

EA

Tektronix - SPV – ICD
ZAC de Courtabœuf - Av. du Canada
B.P. 13 - 91941 LES ULIS Cedex
Tél. (6) 907.78.27. Télex 690 332

Tektronix

BIBLIOGRAPHIE

Les capteurs en instrumentation industrielle

par Georges Asch et Coll.

La mesure joue un rôle de plus en plus fondamental dans le développement des activités industrielles et, à sa base, le capteur prend une importance croissante, car lui seul permet de prolonger et d'affiner les sens de l'homme.

Les capteurs, délivrant une information sous la forme d'un signe électrique, permettent de traduire une grandeur physique et ses variations : température, déplacement, flux lumineux, humidité, pression, force, couple, débit, vitesse, etc.

Pas de processus industriel correct sans l'aide de multiples capteurs qui fournissent les informations à contrôler et à traiter pour assurer la sécurité de fonctionnement et la qualité des fabrications, et dont le choix est une étape fondamentale dans la réalisation d'une chaîne de mesure ou d'un automatisme industriel.

Georges Asch s'est entouré d'une équipe de spécialistes pour réaliser le présent traité rassemblant, de façon claire et didactique, l'ensemble des données qui décident du choix d'un capteur adapté à un problème donné et président à sa mise en œuvre.

Après un exposé général, sont recensés, pour chaque type de grandeur physique à mesurer, les divers capteurs utilisables et actuellement disponibles sur le marché. Pour chacun d'eux, sont développés : les principes physiques sur lesquels il se fonde ; le mode de réalisation ; les caractéristiques métrologiques (sensibilité, linéarité, rapidité, fidélité, précision) ; les caractéristiques de mise en œuvre ; les conditionneurs, c'est-à-dire les montages électriques directement associés au capteur afin de tirer le meilleur profit de ses caractéristiques (ponts, amplificateurs, convertisseurs, etc.).

Résultat d'un énorme travail de documentation et de recherche, cet ouvrage est un véritable manuel qui sera utile aussi bien aux étudiants (technologie, instrumentation, électronique, automatique, physique, sciences biomédicales) et aux élèves des écoles d'ingénieurs et des centres de formation continue, qu'à tous les techniciens, ingénieurs et chercheurs confrontés à un problème de mesure.

Dunod, 17, rue R.-Dumoncel, 75014 Paris.

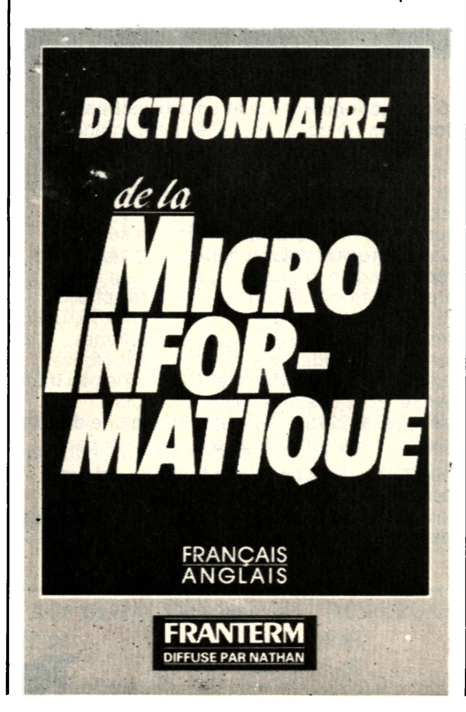
Dictionnaire de la micro-informatique

L'informatique est encore toute jeune ; sa « Préhistoire » ne remonte guère qu'à quarante ans.

Mais en quelques années, l'ordinateur a fait une percée fulgurante, au point d'être, aujourd'hui entré dans notre vie quotidienne.

Cette situation crée un immense besoin d'information et de connaissance, spécialement au niveau de la terminologie.

C'est dans ce cadre que s'inscrit le dictionnaire de la micro-informatique.



Il comporte :

– 800 termes avec leur définition et leur équivalent en anglais,

– un index permuté français/anglais, anglais/français,

– tous les mots nouveaux dans ce domaine.

Il représente un outil indispensable aux spécialistes, aux chercheurs, aux traducteurs, aux étudiants et à tous les utilisateurs de l'informatique.

Librairie Fernand Nathan,
9, rue Méchain, 75676 Paris Cédex 14.

Enseignement assisté par ordinateur : traitement numérique des signaux

par M. Kunt

Une maîtrise, même parfaite, d'une théorie ne permet pas de l'appliquer avec aisance. Cet ensemble de programmes, unique dans son genre, a été conçu pour permettre à l'utilisateur de mettre en œuvre les méthodes de traitement numérique des signaux, avec l'assistance d'un ordinateur.

Un dialogue constant avec l'exécution des programmes permet de choisir un traitement particulier dans des menus variés, de modifier des paramètres, d'étudier et de visualiser leurs effets. Les programmes sont écrits en Fortran standard. Ils sont interactifs et modulaires. L'utilisateur peut les modifier et/ou les élargir par la suite. Ils sont fournis sur une bande magnétique avec la documentation et la procédure d'installation.

Presses Polytechniques Romandes,
Cité universitaire,
Centre Midi,
CH-1015 Lausanne (Suisse)

Lexique des fibres optiques

A l'heure où la France choisit de développer cette technique de pointe pour laquelle elle fait office de précurseur, cette première partie d'un dictionnaire multilingue de l'optoélectronique s'imposait face à l'influence de la langue anglaise dans ce domaine.

Il comprend :

– 750 termes avec leur équivalent anglais,

– tous les mots français nouveaux dans ce domaine,

– des illustrations pour mieux connaître tous les types de fibres existants.

Librairie Fernand Nathan,
9, rue Méchain, 75676 Paris Cedex 14

Annuaire 1984 du F.G.M.E.E.

La **F.G.M.E.E.**, Fédération Nationale des Syndicats de Grossistes Distributeurs en Matériel Electrique et Electronique, vient de publier son annuaire 1984.

Il regroupe tout d'abord l'ensemble des adhérents par ordre alphabétique en donnant une indication sur leur type d'activité et en citant toutes leurs agences.

En plus de ce répertoire national, chacun des 13 syndicats régionaux dispose d'un chapitre particulier où le lecteur peut retrouver l'implantation locale des divers adhérents.

Un chapitre complet est consacré au **S.P.D.E.I.**, Syndicat Professionnel de la Distribution en Electronique Industrielle. Celui-ci est toutefois moins complet que l'annuaire spécialisé, disponible lui aussi à la F.G.M.E.E.

Enfin, le **SIGREM**, Syndicat National Interprofessionnel des Grossistes Distributeurs en Matériel Electroménager et en Electronique Grand Public, voit l'ensemble de ses membres regroupés dans la section verte avec ici aussi une indication sur leur activité par produits.

Cet ouvrage de 284 pages est disponible sur demande à la **F.G.M.E.E.**, 13, rue Marivaux, 75002 Paris.

Calcul différentiel et intégral

par J. Douchet et B. Zwahlen

Cet ouvrage de base a pour but d'exposer aussi simplement que possible, mais néanmoins de manière rigoureuse, les principaux résultats du calcul différentiel et intégral qu'il est indispensable de connaître au sujet des fonctions réelles d'une variable réelle si l'on veut être capable d'entreprendre de façon constructive des études techniques ou scientifiques. Les différents sujets traités sont : un rappel des résultats analytiques des nombres réels, les suites de nombres réels, les séries numériques, la limite d'une fonction, les fonctions continues, la dérivée d'une fonction, les théorèmes de Rolle et des accroissements finis et leurs applications, la règle de Bernoulli-L'Hospital, le développement limité, la formule de Taylor, les fonctions convexes, l'étude et les propriétés des fonctions exponentielles, logarithme, puissance et hyperboliques, l'intégrale d'une fonction continue et ses propriétés, les intégrales généralisées, les équations différentielles linéaires et non linéaires de premier ordre, les équations différentielles linéaires du second ordre.

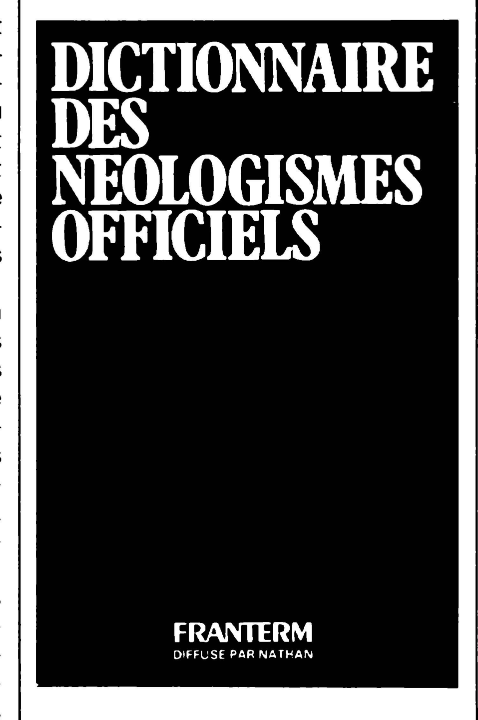
Pour que le lecteur puisse, par lui-même et à tout moment, vérifier s'il a bien assimilé les principaux résultats démontrés dans cet ouvrage, de nombreux exercices sont proposés à la fin de chaque chapitre.

Presses Polytechniques Romandes,
Cité Universitaire,
Centre Midi
CH-1015 Lausanne (Suisse).

Dictionnaire des néologismes officiels

Le Dictionnaire des néologismes officiels n'est pas, comme d'autres dictionnaires de mots nouveaux, fondé sur la simple constatation de l'usage.

Il comporte l'ensemble des termes arrêtés par les Commissions Ministérielles de Terminologie, termes créés de toutes pièces ou termes existants auxquels sont donnés des sens nouveaux.



Présenté pour la première fois sous forme de dictionnaire, l'ensemble de ces mots et expressions avec leurs définitions et leurs équivalents en anglais constitue :

– un guide pour connaître le français d'aujourd'hui,

– un outil de travail pour tous ceux qui ont à connaître les termes dont l'emploi est réglementé (avocats, juristes, publicitaires, chercheurs, interprètes, étudiants).

Vivant, il sera constamment enrichi et remis à jour avec l'aide et l'apport d'une trentaine de groupes de travail.

Librairie Fernand Nathan,
9, rue Méchain,
75676 Paris Cedex 14.

Ouvrages de la collection « Micro-EO »

L'objectif de la nouvelle collection « Micro-EO » est d'apporter aux lecteurs les moyens d'intégrer la micro-informatique dans leur pratique professionnelle.

Les ouvrages de la collection s'adressent aux cadres, ingénieurs et professions libérales : ils montrent comment constituer et faire fructifier un capital informatique, si modeste soit-il au départ.

Face au déferlement d'une production éditoriale centrée sur des matériels spécifiques, les **Editions d'Organisation** ont choisi de publier une série de livres très concrets. Axé sur un domaine d'application particulier, chaque livre contient de nombreux exemples de programmes et donne l'essentiel sur les bases de données et les fichiers nécessaires.

Parmi les nouveaux ouvrages de cette collection, deux se montrent particulièrement intéressants : « Réussir en affaire, avec votre micro-ordinateur » et « Programmez vos graphiques sur micro-ordinateur. »

Réussir en affaires avec votre micro-ordinateur

par B. K. Pannell, D. C. Jackson et S.B. Lucas

Les progrès récents de la micro-informatique ont abouti à une baisse très sensible des coûts du matériel : il est aujourd'hui possible d'envisager l'installation d'un micro au niveau d'un service, ou d'une petite PME.

Ce livre, qui vient d'être adopté comme support pédagogique de formation permanente en Grande Bretagne, s'adresse à tous les cadres et dirigeants envisageant l'informatisation de certaines fonctions ou de certaines parties de leurs tâches quotidiennes.

A l'aide de cas concrets, de listes de contrôle, les auteurs de ce petit livre illustré permettront de n'oublier aucune question préalable essentielle pour réussir l'informatisation sur micro-ordinateur, quel que soit le matériel choisi.

Programmez vos graphiques sur micro-ordinateur

par G. Marshall

La création et la visualisation de graphiques au moyen d'un micro-ordinateur apportent un gain de temps et de précision à l'utilisateur.

Ce livre expose les principales méthodes de production de graphiques sur micro-ordinateur. Après une présentation du contexte graphique et des principes de base, trois chapitres sont consacrés aux graphiques par blocs, par pixels, et par lignes, suivis à chaque fois d'un résumé et d'exercices de programmation. Le dernier chapitre s'intéresse à la couleur, au mouvement et au dessin en trois dimensions. Enfin, une annexe récapitule les possibilités graphiques de divers micros.

Parfaitement accessible à l'utilisateur non mathématicien, ce livre n'est lié à aucun matériel particulier. Il présente donc un grand intérêt pour tous les utilisateurs de micro-ordinateurs attirés par les graphiques, dans le domaine pédagogique ou professionnel.

Parmi les ouvrages que comporte cette collection très complète, citons également :

– le dossier de la micro-informatique,

– la bureautique : outils et applications,

– pico-informatique et gestion d'entreprise,

– les enjeux clés de la bureautique,

ainsi que d'autres livres orientés plus spécifiquement vers les PME et l'informatique de gestion.

Editions d'Organisation,
5, rue Rousselet, 75007 Paris.

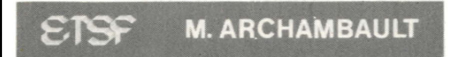
Achats sur place :

Librairies des Entreprises
7, rue de la Bourse, 75002 Paris
197, bd de la Liberté, 59000 Lille
GESA-CFC
1, rue de la Libération,
78350 Jouy-en-Josas.

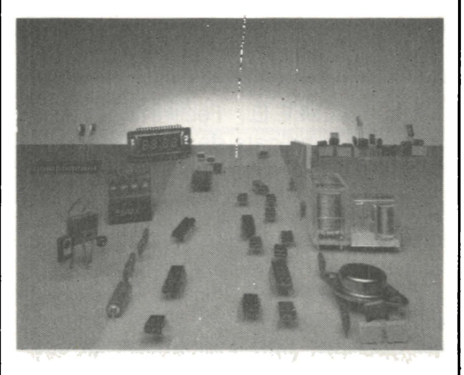
Formation pratique à l'électronique moderne

par M. Archambault

Peu de théorie et beaucoup de pratique dans cet ouvrage : une méthode d'apprentissage que les amateurs apprécieront. Faisant appel à votre raisonnement, l'auteur vous guide dans l'utilisation des composants modernes pour réaliser vos montages. Chaque sujet est illustré de conseils pratiques, de formules, de références, d'indications de brochage, qui vous permettront de concevoir vos propres schémas.



FORMATION PRATIQUE à l'électronique MODERNE



Editions Techniques et Scientifiques Françaises

Les principaux chapitres sont les suivants :

– Rappel sur les lois électriques.
– Transistors, diodes, condensateurs.
– Composants passifs et actifs.
– Composants d'entrées et de sorties.
– La conception des alimentations.
– L'amplificateur opérationnel.
– L'optoélectronique.
– Les relais.
– Les portes logiques.
– Les C.I. logiques spéciaux.
– Les signaux périodiques.

En vente par correspondance à la **Librairie Parisienne de la Radio,** 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris.

AVIS

Disponibles en distribution. Livrables en 4 semaines pour plus de 10.000 pièces.

Les ponts de diodes monophasés 25 A ou 35 A

de 50 à 1.000 V
sorties fast-on 6.35
embase isolée 2.700 V RMS
boîtier carré 29 mm,
fixation centrale

26 MB 60 A
I★R

birgépub 673

Distributeurs :
Composants S.A.
Diode France - EPROM
Generim - PEP - Rhonalco

IOR

INTERNATIONAL RECTIFIER FRANCE

17, boulevard Arago - Z.I. de Villemilan - 91320 Wissous Tél. : (6) 920.70.50 - Télex : 600 943

SERVICE-LECTEURS N° 39

LA MAÎTRISE METRIX.

précision, protection, prix!

MX 522 B	MX 562 B	MX 563	MX 575
6 fonctions	7 fonctions	9 fonctions	7 fonctions
25 calibres	25 calibres	32 calibres	24 calibres
0,3 %	0,1 %	0,1 %	0,05 %
690 F H.T.	**950 F H.T.**	**1750 F H.T.**	**1950 F H.T.**

Multimètres numériques MX 522 B, MX 562 B, MX 563, MX 575, la gamme est complète, ultra-performante, super-fiable. 3 1/2 digits et 4 1/2 digits. Précision jusqu'à 0,05 %.

La protection des appareils est garantie par de nombreux dispositifs, y compris sur le calibre 10 amp.

La sécurité de l'utilisateur est assurée par la technologie de l'appareil et les fusibles à haut pouvoir de coupure.

Facilité et confort d'utilisation.
Prix résolument compétitifs.

MARCEL GERMON CONSEILS 854

metrix
UNE ÉTINCELLE D'AVANCE

ITT Composants et Instruments
Division Instruments METRIX
Chemin de la Croix-Rouge - BP 30
F 74010 Annecy Cedex
Tél. (50) 52.81.02 - Télex 385.131

SERVICE-LECTEURS N° 24

DOCUMENTATION

« Power Control Devices » 1984 de TAG

Tag Semiconductors a réuni, en plus de 200 pages, une importante documentation sur ses produits de types thyristors et triacs.

L'essentiel du catalogue est bien sûr consacré au répertoire des différents modèles de composants en leurs différents boîtiers : TO 39, TO 92, TO 202 et TO 220.

Mais d'autres sections de l'ouvrage se veulent plus précisément une vocation de guide technique, traitant par exemple des circuits de limitation en dV/dt à la commutation, ou encore de la façon de monter les triacs et des problèmes de dissipateurs thermiques.

Un important chapitre concerne également les procédures de test et de fiabilisation des produits *TAG*.

TAG Semiconductors
Z.A. de Courtabœuf, B.P. 136
91944 Les Ulis Cedex
Tél. : (6) 907.02.16
Tx : 692 650

Manuel « photomultiplicateurs » RTC

RTC La Radiotechnique-Compelec a édité un manuel de 490 pages, entièrement consacré aux tubes photomultiplicateurs et à leurs principales applications.

Les auteurs se sont attachés à décrire le fonctionnement théorique de ces tubes sans pour autant négliger l'aspect pratique de leur utilisation.

Sept grands chapitres composent cet ouvrage, avec une bibliographie par chapitre et un index général. Ce sont les suivants :

– Constitution d'un photomultiplicateur.

– Caractéristiques fondamentales (sensibilité, gain, courant d'obscurité, rapidité, résolution).

– Fluctuations statistiques : le bruit.

– Autres caractéristiques (linéarité, stabilité, post-impulsions...).

– Mise en œuvre (pont diviseur, domaine de fonctionnement, compensation des dérives, etc.).

– Applications (comptage de scintillations, photométrie).

– Rappels (photométrie, effets des rayonnements sur la matière, les scintillateurs).

RTC
130, avenue Ledru-Rollin
75540 Paris Cedex 11
Tél. : (1) 338.80.00 Tx : 680 495

Nouveau catalogue Orbitec

La société *Orbitec* annonce la parution de son nouveau catalogue composants 1984, regroupant l'ensemble des produits commercialisés par cette société.

Composé de quatre grands chapitres – signalisation, commutation, relais et enfin connectique et accessoires divers –, ce document de 135 pages présente :

– les diodes et afficheurs LED, les afficheurs et matrices LCD avec ou sans logique, et les voyants lumineux ;

– les claviers, les boutons-poussoir, les interrupteurs et les commutateurs à clefs et rotatifs ;

– les relais de puissance et de type européen, Reed et « télérupteur » ;

– les supports de circuits intégrés, les connecteurs XLR, BNC, UHF et péritélévision, les borniers pour circuits intégrés, les prises et fiches de type CEE, les coffrets, les alimentations et convertisseurs, les porte-fusibles et fusibles...

Ce catalogue est disponible sur simple demande chez *Orbitec*.

Orbitec
30-32, rue Calmels Prolongée
75018 Paris
Tél. : 258.15.10
Tx : 641 356

Catalogue Locamesure

En 48 pages, 67 marques, plus de 650 références et 110 nouveautés, *Locamesure* propose dans son catalogue 1984 l'éventail le plus large d'équipements électroniques professionnels et de systèmes informatiques disponibles en location courte durée (1 semaine à 1, 3 ou 6 mois).



Grâce à l'index des fabricants, au répertoire très détaillé de tous les types de matériels retenus et à une brève description de leurs principales caractéristiques, le lecteur peut rapidement trouver la solution à son problème, qu'il doive recourir à un équipement de moyenne, haute ou très haute gamme. La volonté de *Locamesure* étant, en effet, d'apporter la meilleure réponse technique et économique à un maximum d'applications en proposant des familles de produits étoffées, du matériel le plus simple au plus sophistiqué.

Le catalogue 1984 de *Locamesure* – véritable encyclopédie méthodique de l'appareillage électronique – se divise en cinq grands chapitres correspondant aux divisions actuelles de la société : instrumentation d'usage général ; analyse numérique ; micro-ordinateurs, calculateurs et périphériques ; systèmes de développement ; télécommunications.

Locamesure
8, rue de l'Estérel, Silic 456
94593 Rungis Cedex
Tél. : (1) 687.33.38
Tx : 202 145



Processeurs graphiques et microprocesseurs : les problèmes d'interfaces et leurs solutions

Nous avons déjà évoqué (« Electronique Applications » n° 19, p. 27) ce nouveau concept de circuit intégré qu'est le processeur graphique, qui permet de gérer un écran d'affichage à haute définition de type CRT.

Ces processeurs graphiques ont, depuis, connu le développement que l'on sait, tant dans le domaine professionnel que grand public, au niveau des terminaux de visualisation.

Pionnier dans ce domaine, Thomson Semiconducteurs présente maintenant trois types de processeurs, les EF 9365, 9366, 9367, prévus pour s'interfacer directement avec les microprocesseurs de la marque. D'autres types de « micros » peuvent cependant s'interfacer avec ces processeurs graphiques au moyen de quelques règles simples : c'est l'objet de cet article.

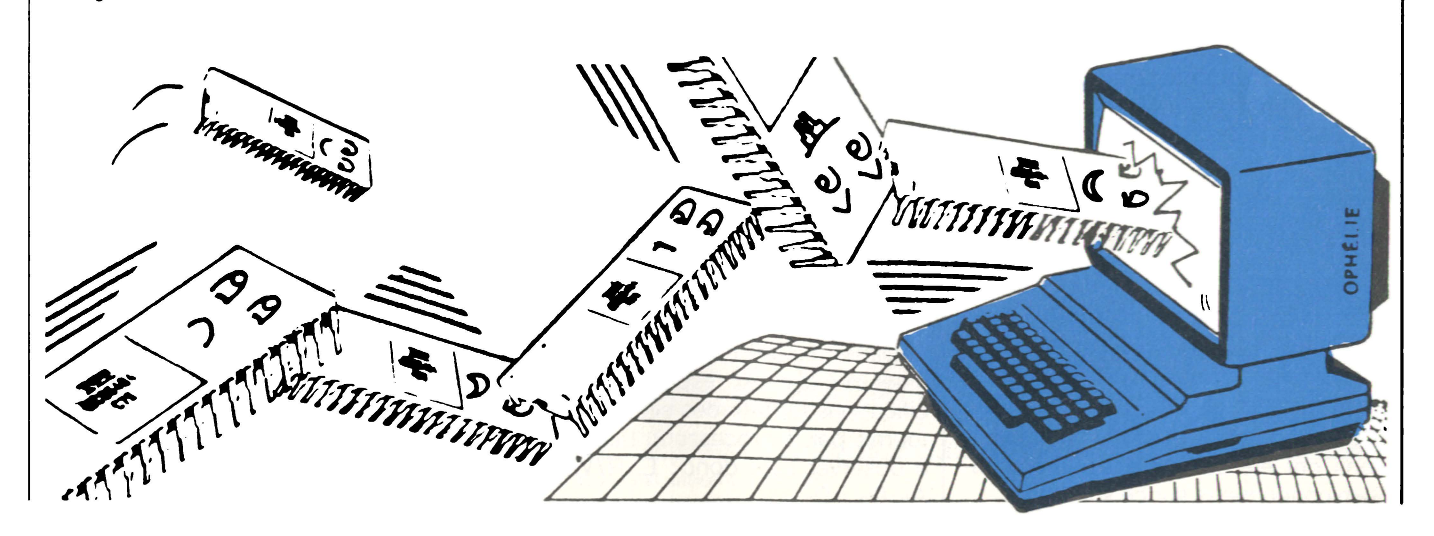


Photo 1. – Le EF 9367 est le dernier-né des processeurs graphiques Thomson-Semiconducteurs.

Principes de base

Les processeurs graphiques EF 9365, EF 9366, EF 9367 sont conçus pour être utilisés directement avec les microprocesseurs de la famille EF 6800, EF 6809 (*).

Cependant l'utilisateur d'autres types de microprocesseurs peut de manière simple réaliser un interface pour son application propre. Cet article explique comment implémenter de tels interfaces pour les microprocesseurs suivants : Z80 A, 8085 A, 6502 et 2650 A1.

D'autres montages pourront être développés pour chaque autre cas, en suivant le principe utilisé ici.

Voyons tout d'abord la question des signaux de bus des processeurs graphiques. Les spécifications temporelles sont celles de la **figure 1** et du **tableau 1.**

Dans tous les cas, il conviendra de créer des signaux respectant ces spécifications à partir des signaux de bus fournis par le processeur. Les signaux à observer sont donc : $\overline{E}$, R/$\overline{W}$, A_0... A_3, D_0... D_7.

(*) De nombreuses notes d'applications ont été éditées chez Thomson-Semiconducteurs sur ce sujet.

Tableau 1

PARAMETRE	SYMBOLE	MIN. (ns)	MAX. (ns)
Largeur d'impulsion, $\overline{E}$ bas	t_{EL}	450	
Largeur d'impulsion, $\overline{E}$ haut	t_{EH}	430	
Pré-établissement adresses et R/$\overline{W}$	t_{AS}	160	
Maintien adresses et R/$\overline{W}$	t_{AH}	10	
Pré-établissement données	t_{DSW}	260	
Temps d'accès en lecture	t_{DDR}		320
Temps de maintien données	t_{DHR}	10	

Suite du texte en p. 38

Interface au microprocesseur Z80 A

Les spécifications temporelles du Z80 A sont, dans le cas d'un accès périphérique, celles de la **figure 2** et du **tableau 2.**



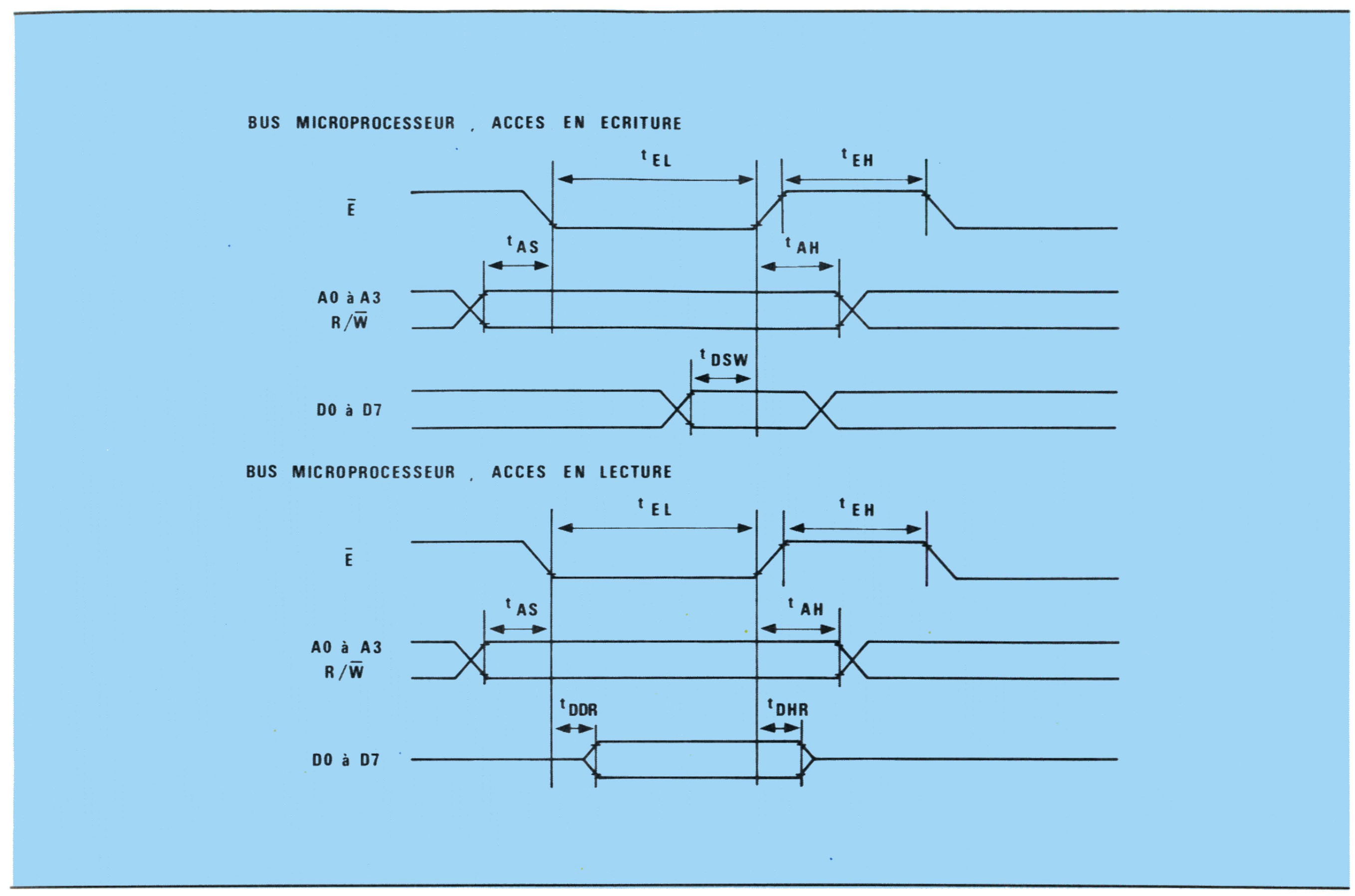


Fig. 1. – Spécifications temporelles des signaux des processeurs graphiques.

Photo 2. – Image obtenue sur écran, à l'aide du « Radiance 320 » GIXI, utilisant le EF 9367.

Fig. 2. – Spécifications temporelles du Z-80 A.

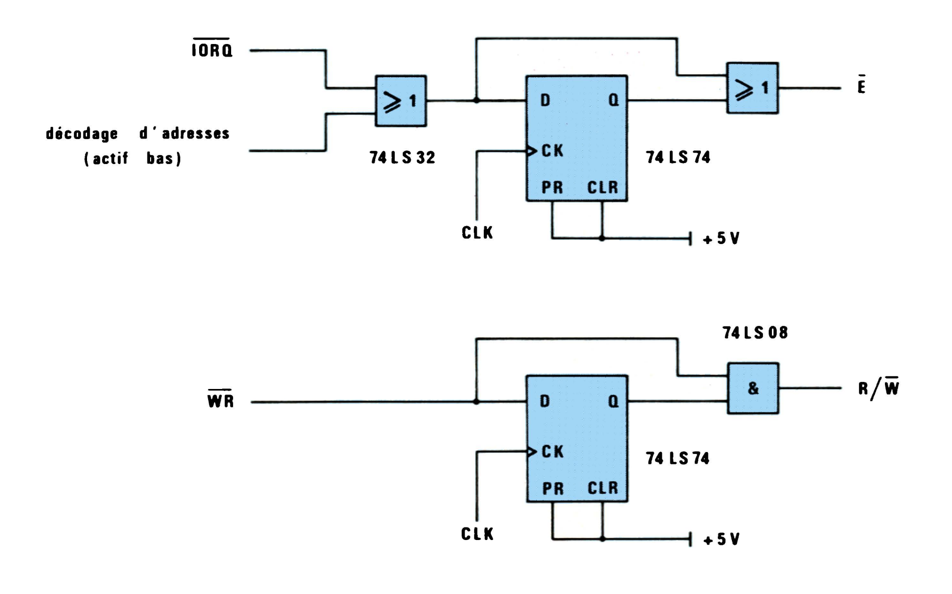


Fig. 3. – Premier schéma d'interface avec le Z-80 A.

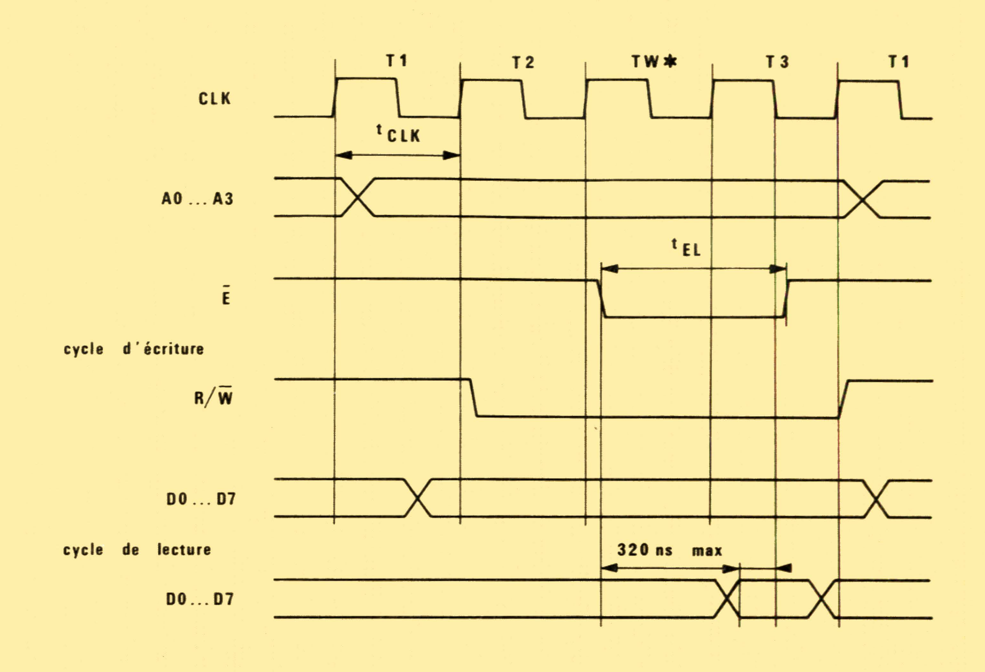


Fig. 4. – Signaux obtenus avec le premier interface au Z-80 A.

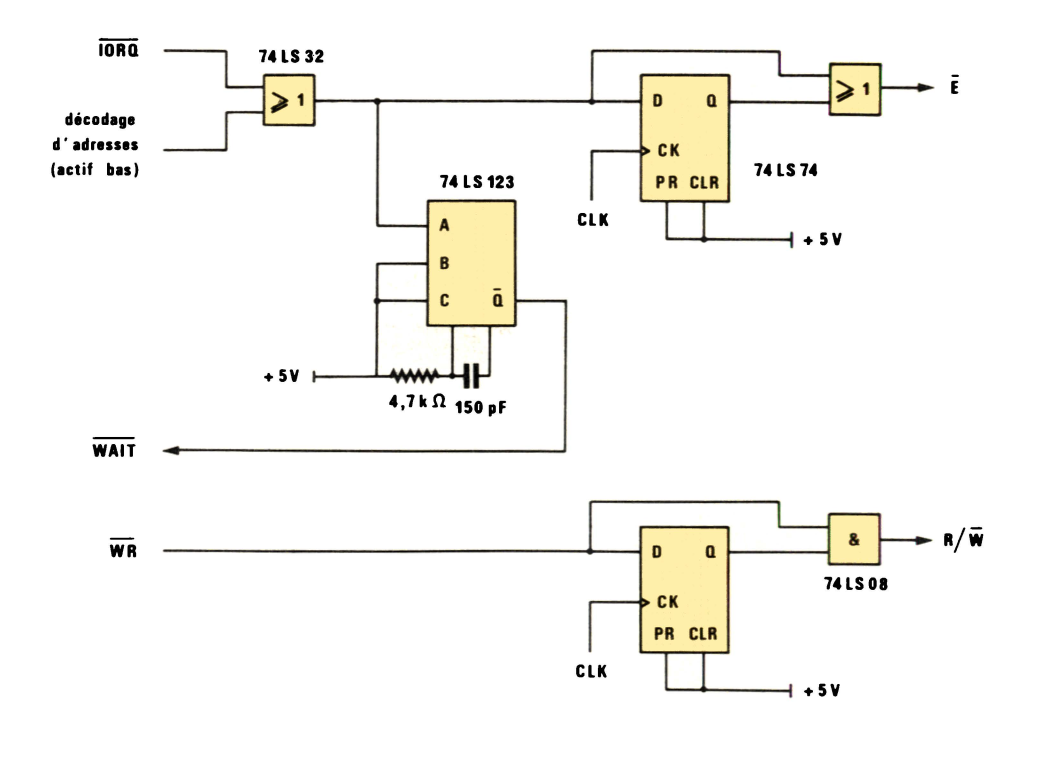


Fig. 5. – Second schéma d'interface avec le Z-80 A.

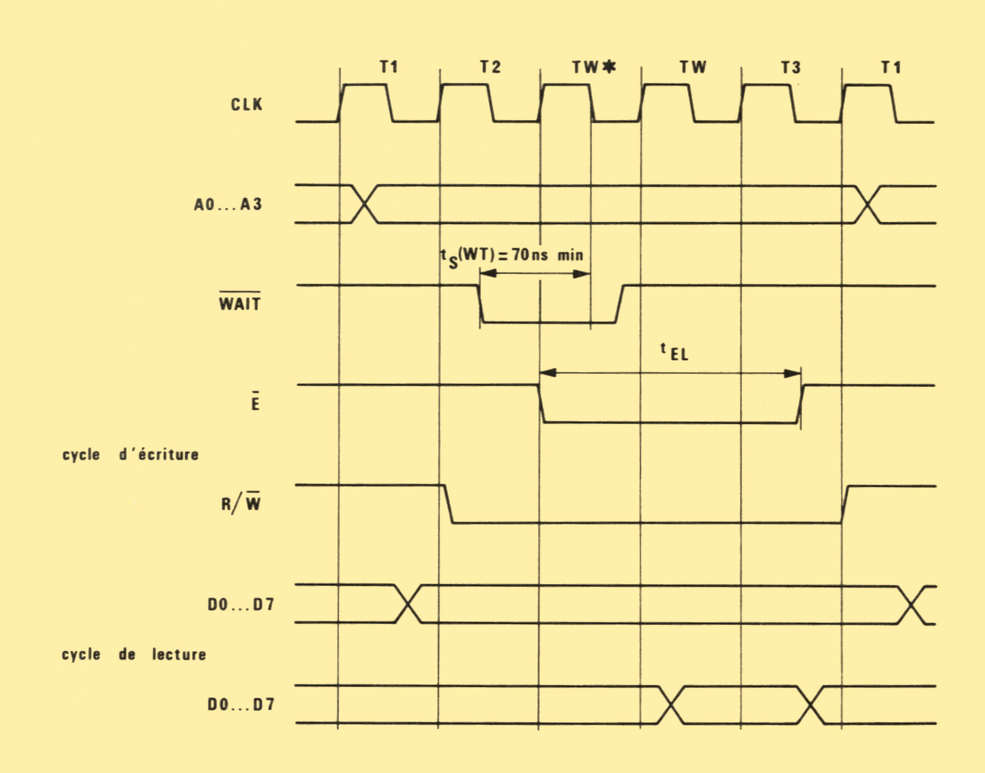


Fig. 6. – Signaux correspondant au schéma de la figure 5.

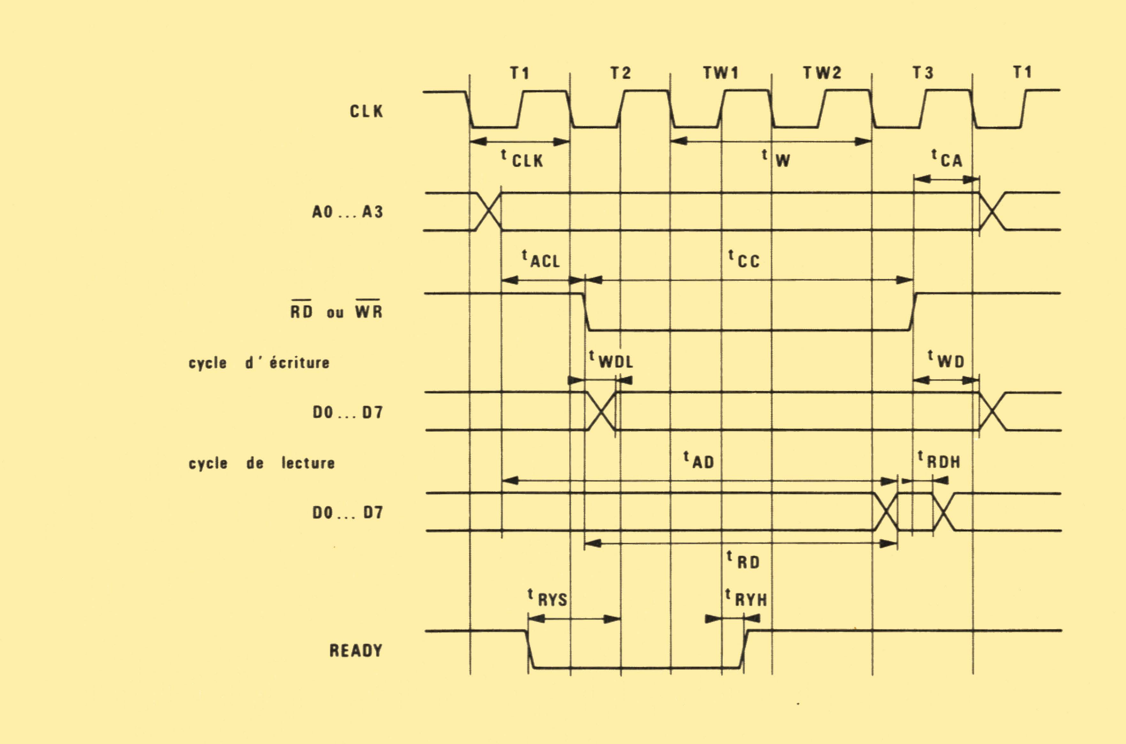


Fig. 7. – Spécifications temporelles du 8085-A.

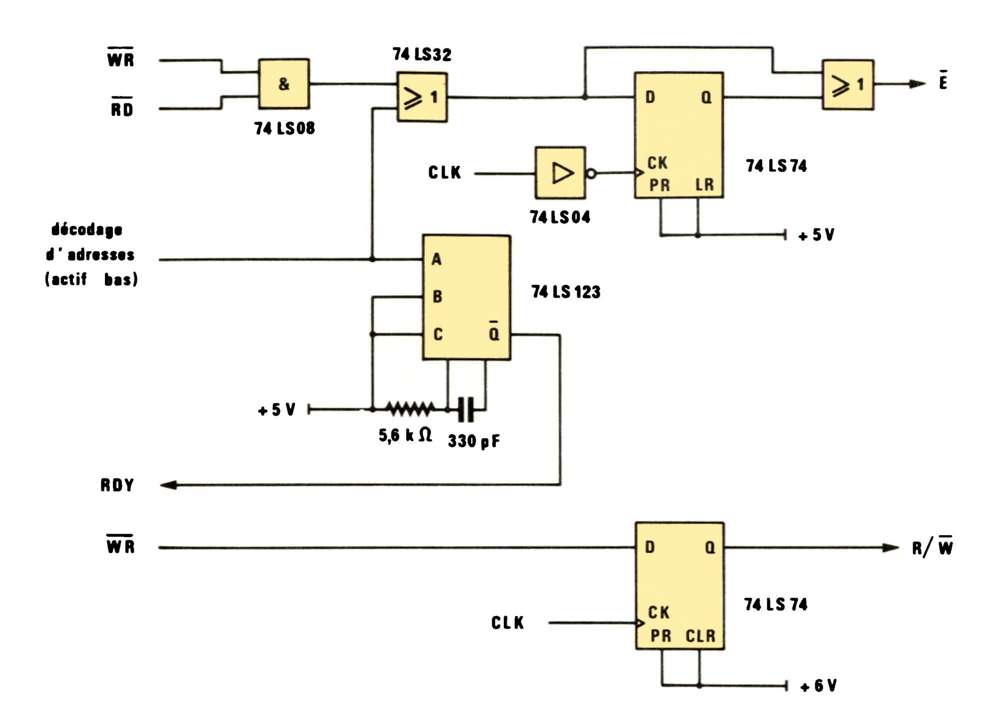


Fig. 8. – Interface proposé pour le 8085-A.

T1 T2 TW1 TW2 T3 T1

CLK

t_{CLK}

A0...A3

t_{EL} t_{AH}

Ē

RDY

cycle d'écriture

t_{AS}

R/W̄

t_{DSW}

D0...D7

cycle de lecture

t_{DDR} t_{DHR}

D0...D7

Fig. 9. – Chronogramme correspondant au schéma de la figure 8.

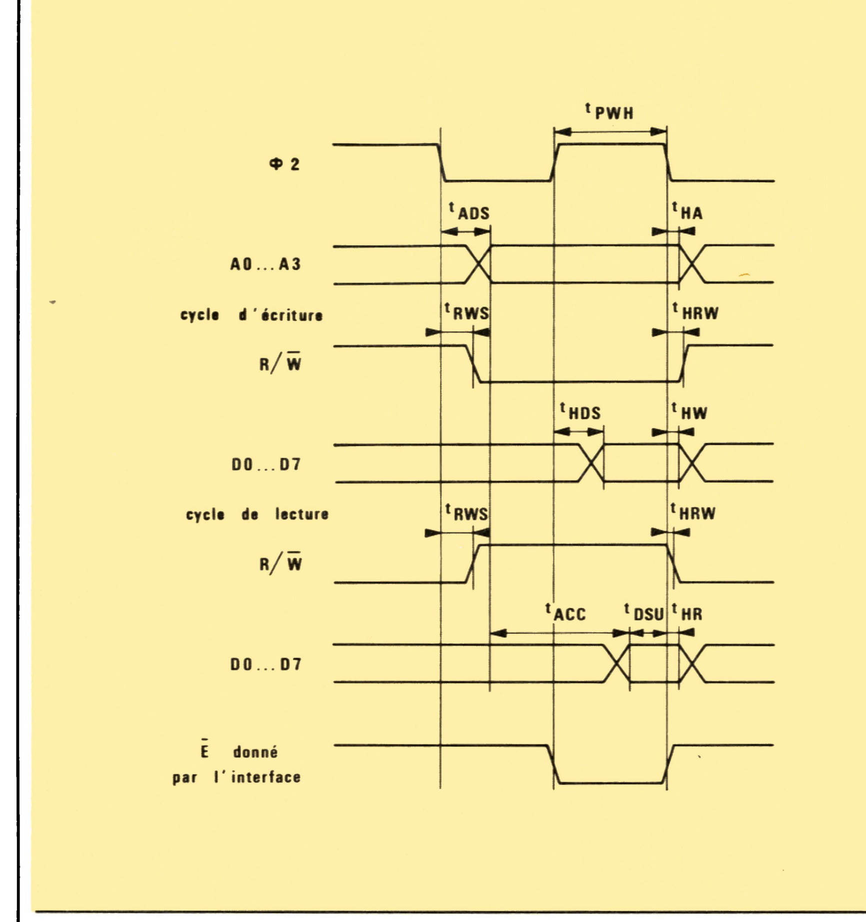


Fig. 10. – Spécifications temporelles du 6502.

Tableau 2

PARAMETRE	SYMBOLE	MIN. (ns)	MAX. (ns)
Période de l'horloge	t_{CLK}	250	
Positionnement des adresses après Φ	$t_{D(AD)}$		110
Mise en trois états des adresses après Φ	$t_{F(AD)}$		90
Positionnement de $\overline{IORQ}$ bas après Φ	$t_{DL\Phi(IR)}$		75
Remontée de $\overline{IORQ}$ après Φ	$t_{DH\Phi(IR)}$		85
Positionnement de $\overline{WR}$ bas après Φ	$t_{DL\Phi(WR)}$		65
Remontée de $\overline{WR}$ après $\overline{\Phi}$	$t_{DH\Phi(WR)}$		80
Positionnement des données en écriture après $\overline{\Phi}$	$t_{D(D)}$		150
Mise en trois états des adresses après Φ	$t_{F(D)}$		90
Positionnement de $\overline{RD}$ bas après Φ	$t_{DL\Phi(RD)}$		85
Remontée de $\overline{RD}$ après $\overline{\Phi}$	$t_{DH\Phi(RD)}$		85
Prépositionnement des données en lecture avant $\overline{\Phi}$	$t_{S\Phi(D)}$	60	
Maintien des données en lecture après $\overline{IORQ}$ haut	t_H	0	

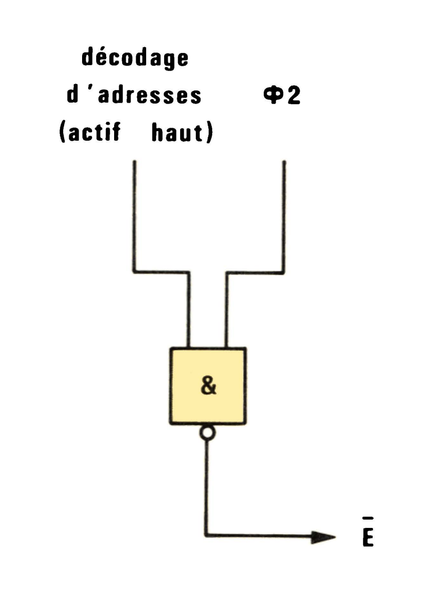


Fig. 11. – Interface proposé pour le 6502.

Un premier schéma peut être proposé **(fig. 3)** dans lequel :

- Ē descend sur le front montant de CLK suivant la descente de $\overline{IORQ}$ et remonte en même temps que $\overline{IORQ}$.
- R/$\overline{W}$ descend quand $\overline{WR}$ descend et remonte sur le front montant de CLK suivant la remontée de $\overline{WR}$ **(fig. 4)**.

Tous les temps sont respectés sauf :

t_{EL} = 450 ns min pour le GDP

et $t_{EL} = 3/2\ t_{CLK} - t_{PHL}$ (74LS74) $- t_{PHL}$ (74LS32)

soit $t_{EL} = 3/2\ t_{CLK} - 62$ ns = 450 ns min.,

et t_{CLK} = 340 ns min.

Ce montage fonctionne donc uniquement pour des applications où la fréquence d'horloge du Z80 A ne dépasse pas f_{MAX} = 2,9 MHz.

Pour les fréquences plus élevées on devra utiliser le signal $\overline{WAIT}$ du Z80 A afin de ralentir son cycle. On génère ce signal par un monostable comme le montre la **figure 5.**

Les signaux obtenus avec le deuxième schéma d'interface sont donnés à la **figure 6.**

Dans ce cas, $t_{EL} = 5/2\ t_{CLK} - 62$ ns = 450 ns min.,

soit t_{CLK} = 200 ns min, soit enfin f_{MAX} = 5 MHz.

Donc la fréquence maximum f = 4 MHz autorisée par le Z80 A est largement tenue ; en effet, avec t_{CLK} = 250 ns, t_{EL} = 560 ns min.



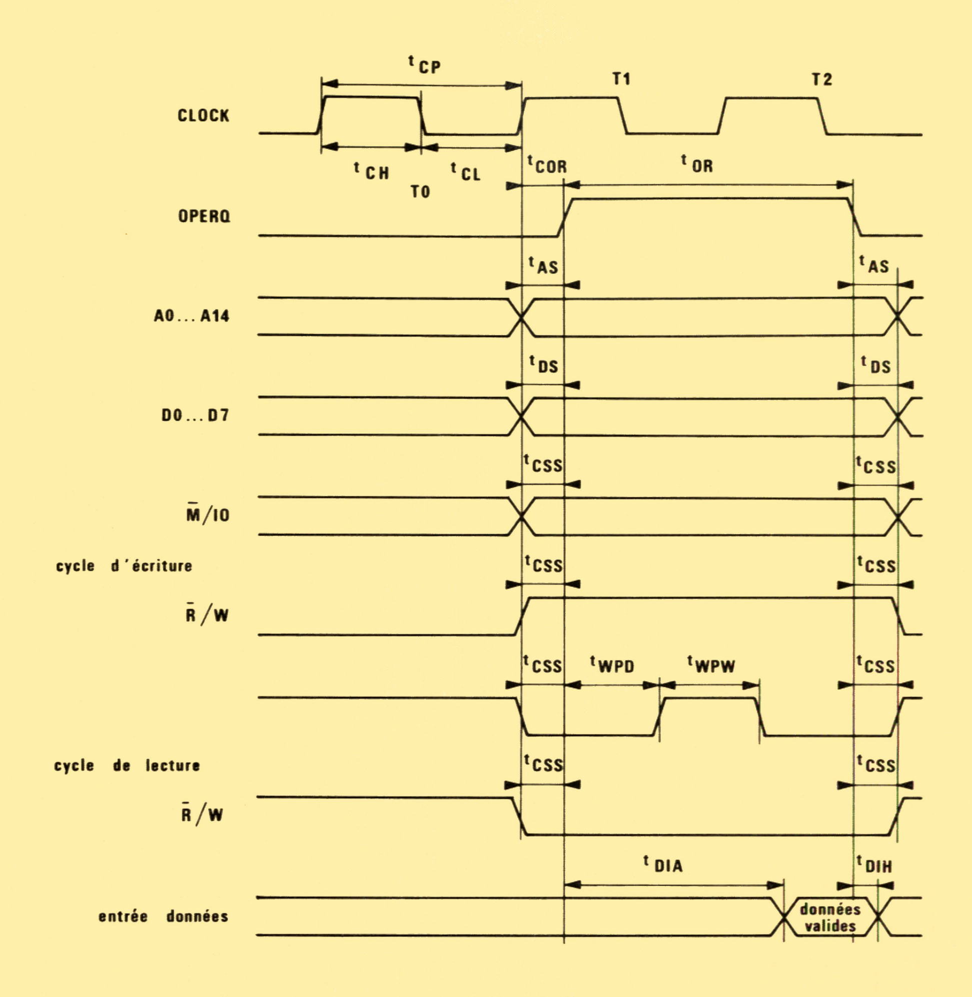


Fig. 12. – Spécifications temporelles du 2650 A1.

Tableau 3 (ci-contre)

PARAMETRE	SYMBOLE	MIN. (ns)	MAX. (ns)
Période de l'horloge	t_{CLK}	320	
Positionnement $\overline{RD}$ ou $\overline{WR}$ après A_0-A_3	t_{ACL}	240	
Largeur d'impulsion $\overline{RD}$ ou $\overline{WR}$ bas	t_{CC}	400*	
Maintien des adresses après remontée de $\overline{RD}$ ou $\overline{WR}$	t_{CA}	120	
Positionnement des données en écriture après $\overline{WR}$ bas	t_{WDL}		40
Maintien des données en écriture après $\overline{WR}$ haut	t_{WD}	100	
Temps d'accès des données en lecture après A_0-A_3	t_{AD}		575*
Temps de maintien des données après $\overline{RD}$ haut	t_{RDH}	0	
Temps d'accès des données en lecture après $\overline{RD}$ bas	t_{RD}		300*
Prépositionnement de RDY avant montée de CLK	t_{RYS}	110	
Maintien de RDY après montée de CLK	t_{RYH}	0	

Interface au microprocesseur 8085 A

Compte tenu des spécifications temporelles du 8085 A lorsqu'il fonctionne avec une période d'horloge t_{CLK} = 320 ns, il est nécessaire de ralentir les cycles d'écriture et de lecture du GDP de deux périodes d'attente ($t_W = 2 \cdot t_{CLK}$).

Les spécifications temporelles s'établissent alors ainsi que le montrent la **figure 7** et le **tableau 3.**

Dans le **tableau 3,** on notera que les temps marqués d'une astérisque sont donnés sans tenir compte de l'attente occasionnée par REAL ; en fait,

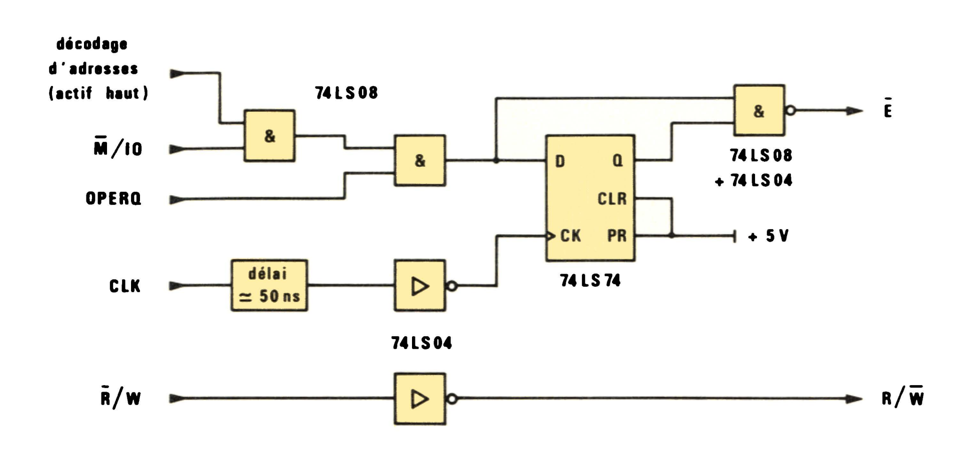


Fig. 13. – Interface proposé pour le 2650 A1.

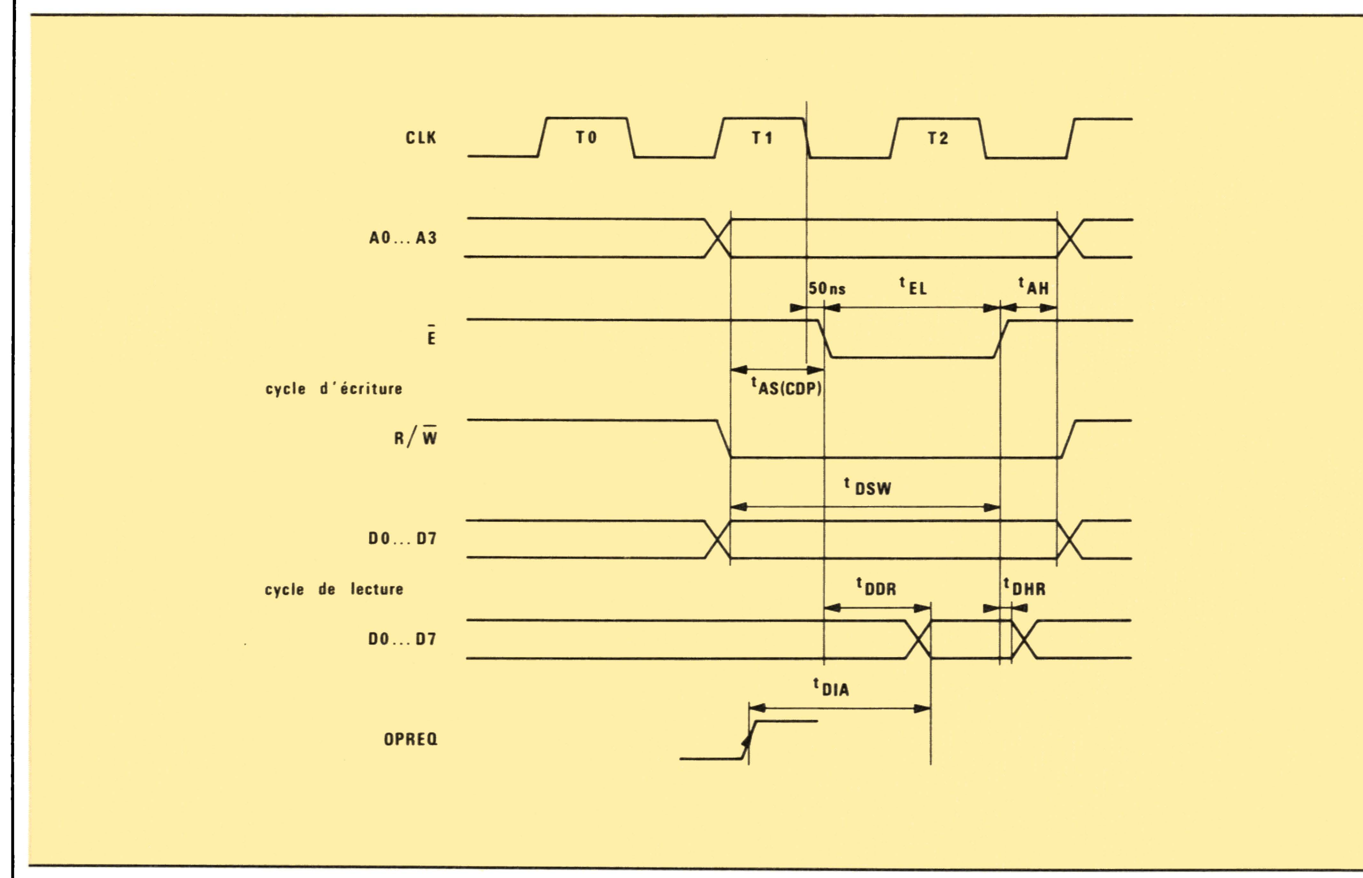


Fig. 14. – Chronogramme des signaux d'interface avec le 2650 A1.

pour notre application ($t_W = 2t_{CLK}$) on a :

– t_{CC} = 1 040 ns min. ;
– t_{AD} = 1 215 ns max. ;
– t_{RD} = 940 ns max.

Le schéma proposé **(fig. 8)** utilise les principes suivants :

– Ē descend sur le front descendant de CLK qui suit la descente de $\overline{RD}$ ou $\overline{WR}$. Ē remonte avec $\overline{RD}$ ou $\overline{WR}$;

– R/W̄ descend sur le front montant de CLK qui suit la descente de $\overline{WR}$ et remonte sur le front montant de CLK qui suit la remontée de $\overline{WR}$;

– RDY est créé grâce à un monostable actionné par le décodage du GDP.

Dans le chronogramme **(fig. 9)**, les temps obtenus sont compatibles avec la **figure 1** soit :

– t_{EL} = 640 ns min > t_{EL} spécifié = 450 ns min ;
– t_{AS} = 160 ns min = t_{AS} spécifié ;
– t_{DSW} = 800 ns min > t_{DSW} spécifié = 260 ns min ;
– t_{RD} = t_{DDR} + t_{CLK} max = 640 ns max < t_{RD} spécifié = 940 ns max ;
– t_{DHR} = 10 ns min > t_{RDH} spécifié = 0 ns min ;
– t_{AH} = 120 ns min > t_{AH} spécifié = 10 ns min.

Remarques

– Pour des fréquences d'horloge entre 2,6 MHz et 3,125 MHz, le monostable gardera cette valeur $t_{\overline{RDY}}$ ≃ 960 ns.

– Pour des fréquences entre

0,85 MHz et 2,6 MHz, un seul cycle d'attente suffira et on choisira une valeur $t_{\overline{RDY}} \simeq 2 \cdot t_{CLK}$.

– Pour des fréquences inférieures à 0,85 MHz le monostable devient inutile.

Interface au microprocesseur 6502 à 1 MHz

Les spécifications temporelles du 6502 sont celles de la **figure 10.** La **figure 11** donne le schéma de l'interface proposé. Le 6502 est directement compatible avec les spécifications des processeurs graphiques **(tabl. 4).**

Tableau 4

PARAMETRE	SYMBOLE	MIN. (ns)	MAX. (ns)
Largeur d'impulsion Φ_2 haut	t_{PWH}	460	
Positionnement des adresses après Φ_2 bas	t_{ADS}		300
Maintien des adresses après Φ_2 bas	t_{HA}	30	
Positionnement de R/$\overline{W}$ après Φ_2 bas	t_{RWS}		300
Maintien de R/$\overline{W}$ après Φ_2 bas	t_{HRW}	30	
Positionnement des données en écriture après Φ_2 haut	t_{HDS}		200
Maintien des données en écriture après Φ_2 bas	t_{HW}	30	
Temps d'accès en lecture des données	t_{ACC}		575
Positionnement des données en lecture avant Φ_2 bas	t_{DSU}	100	
Maintien des données en lecture après Φ_2 bas	t_{HR}	10	

Interface au microprocesseur 2650 A1

Les spécifications temporelles du 2650 A1 s'établissent comme le montrent la **figure 12** et le **tableau 5.**

Le schéma proposé en **figure 13** utilise le principe suivant :

– $\overline{E}$ descend sur le front descendant retardé de l'horloge qui suit la montée du signal OPREQ ;

– R/$\overline{W}$ provient de $\overline{R}$/W inversé.

Le délai est introduit afin de respecter un temps de prépositionnement des adresses et de R/$\overline{W}$ suffisant avant la descente de $\overline{E}$. Il pourra être réalisé avec des portes TTL ou encore avec une ligne à retard **(fig. 14).**

Ph. Lambinet
V. Gattegno
Laboratoire d'applications Thomson Semiconducteurs (Grenoble)

Tableau 5

PARAMETRE	SYMBOLE	MIN.	MAX.
Période de l'horloge	t_{CP}	500	
Largeur d'impulsion horloge haute	t_{CH}	250	
Largeur d'impulsion horloge basse	t_{CL}	250	
Positionnement de OPREQ haut après horloge haute	t_{COR}	50	200
Largeur d'impulsion OPREQ haut	t_{OR}	$t_{CP} + t_{CH} - 50$	$t_{CP} + t_{CH} + 75$
Pré-établ. et maintien des adresses par rapport à OPREQ	t_{AS}	50	
Pré-établ. et maintien des données par rapport à OPREQ	t_{DS}	50	
Pré-établ. et maintien des signaux de contrôle par rapport à OPREQ	t_{CSS}	50	
Positionnement de l'impulsion d'écriture après OPREQ haut	t_{WPD}	$t_{CH} - 50$	$t_{CH} + 100$
Largeur d'impulsion d'écriture haute	t_{WPW}	$t_{CL} - 50$	$t_{CL} + 125$
Temps d'accès des données en lecture après OPREQ haut	t_{DIA}	$t_{CP} + t_{CH} - 200$	
Temps de maintien des données en lecture après OPREQ bas	t_{DIH}	0	

Demas

MAN'X

le ceinture noire des contrôleurs universels

antichoc

Le MAN'X est le premier contrôleur universel **"CAOUTCHOUC"**.

Cette ceinture noire de l'instrumentation, dans son boitier original en matière élastique résiste aux chocs et ne se raye pas, il supporte allègrement les bousculades de la boîte à outils.

Le MAN'X offre une excellente préhension, il est antidérapant et parfaitement stable sur tous les plans de travail.

compact

Le MAN'X a la surface d'un portefeuille, l'utilisateur l'emporte avec lui partout sur le terrain, il est léger, tient dans la main et peut être équipé d'une dragonne et d'un bracelet élastique.

polyvalent

Le MAN'X est un champion toutes catégories par sa simplicité d'emploi.

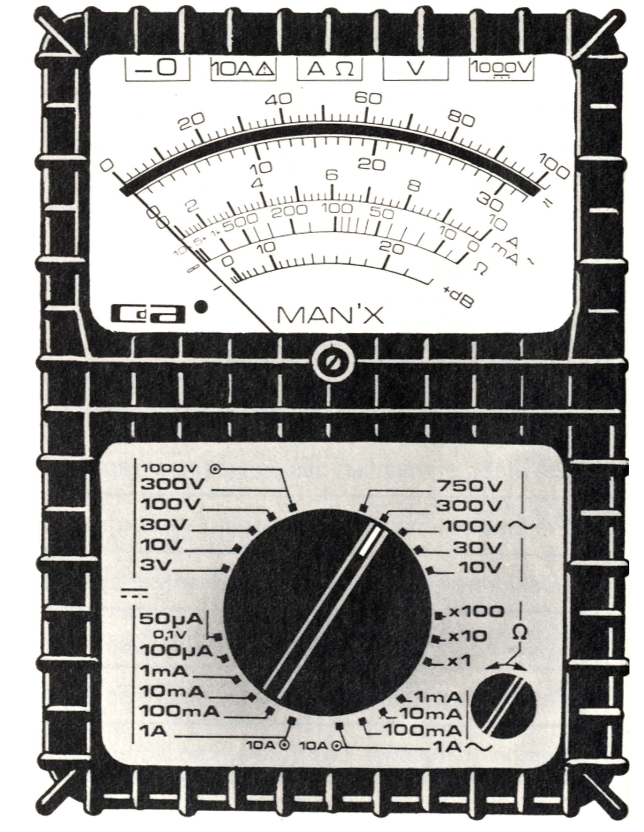
Le MAN'X est un professionnel robuste et précis qui convient aussi bien aux services électrique et services entretien de l'industrie qu'à l'artisan ou à l'enseignement.

Le MAN'X est équipé d'un **unique commutateur** pour le choix des calibres. Les échelles de couleur facilitent la lecture en évitant tous risques d'erreur.

La SÉCURITÉ de l'utilisateur est assurée par des bornes et cordons de sécurité, par des fusibles HPC avec voyant de coupure et limiteur de tension à diodes.

Le MAN'X est conforme aux plus récentes normes nationales et internationales.

Contrôleur universel français, le MAN'X dispose de moyens de production modernes et puissants.





SERVICE-LECTEURS N° 9

la mesure française

5 rue du Square Carpeaux 75018 Paris Tél. : (1) 627.52.50 Télex 280 589

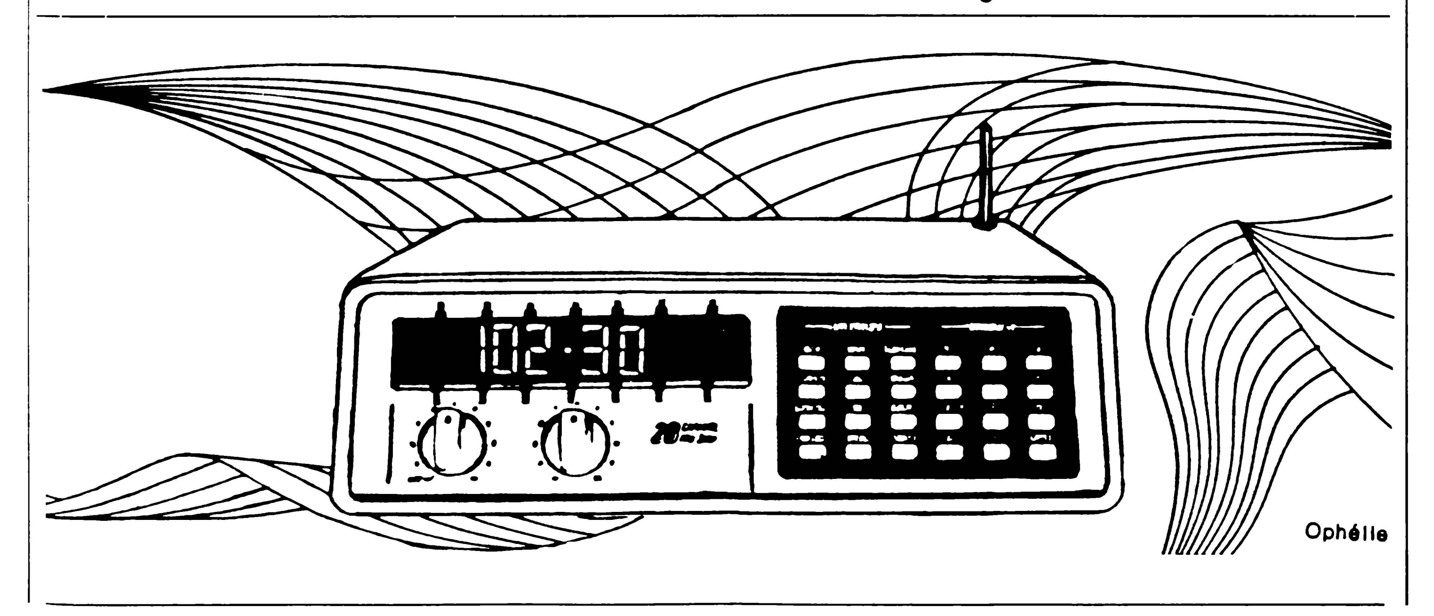


Fréquencemètres économiques en circuits intégrés

De nouveaux circuits MSI et LSI C-MOS permettent de réaliser aujourd'hui une fonction « fréquencemètre » avec un minimum de composants, assurant ainsi : miniaturisation, basse consommation et fiabilité accrue.

Toutefois, il est difficile de trouver le circuit et le schéma type répondant à toutes les applications. Les paramètres tels que : type d'affichage (LED ou LCD), encombrement, consommation, performances, fonctions diverses, sont autant d'éléments qui ne sont pas toujours compatibles entre eux.

Destinés aux laboratoires d'applications, pour les équipements portables et les récepteurs radio, voici dans cet article quelques exemples d'applications de fréquencemètres 200 MHz réalisés avec des circuits MSI et LSI en technologie C-MOS d'Intersil.



Quelques exemples de base

Fréquencemètre pour émetteur HF/VHF (fig. 1)

S'il doit fonctionner jusqu'à 200 MHz, l'affichage des digits de poids forts n'est pas indispensable (le but recherché étant la miniaturisation). La consommation doit être la plus réduite possible si l'équipement est portable ; l'affichage est donc à cristaux liquides.

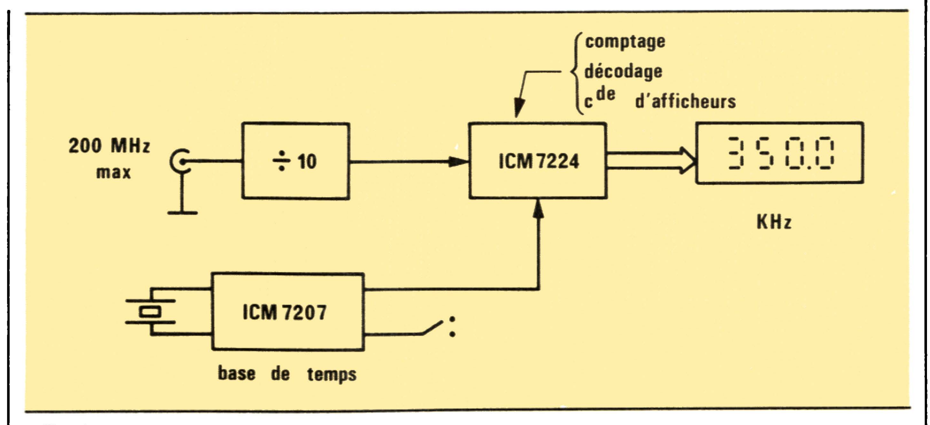


Fig. 1.

Fréquencemètre de contrôle portable (fig. 2)

Il s'agit d'un appareil de mesure basse consommation (donc avec affichage LCD), qui affiche jusqu'aux dizaines de hertz sur 8 digits.

Fréquencemètre de laboratoire (fig. 3)

L'affichage s'effectue sur LED avec 8 digits. Il possède plusieurs gammes de mesures autorisant de 0,1 Hz à 100 Hz de résolution. Comme appareil de laboratoire, il doit remplir des fonctions plus sophistiquées qu'en simple fréquencemètre : il fonctionne donc également en période-mètre, compteur, mesure de rapport de fréquences, mesure d'intervalle de temps.

L'ICM 7226 est un fréquencemètre intégré de technologie C-MOS qui remplit toute ces fonctions, y compris la commande des afficheurs, et une sortie BCD permettant l'interface éventuel sur un bus.

Fréquencemètre pour récepteur radio (fig. 4)

Ce type de fréquencemètre (HF, VHF) ou FM (88 à 108 MHz) doit mesurer la fréquence de l'oscillateur local du récepteur (système hétérodyne), et par conséquent tenir compte du décalage de la moyenne fréquence.

En d'autres termes, la fréquence affichée n'est pas celle mesurée ! Le compteur interne du fréquencemètre doit être dans ce cas programmable.

Résolution, précision stabilité

La résolution de mesure est fonction de la période de comptage. Si cette dernière est de 1 seconde, le digit de poids faible indique des hertz ; mais si la fréquence à mesurer est divisée par 10 avant la chaîne de comptage, le poids faible indique alors les dizaines de hertz.

Par principe (fréquence mesurée asynchrone de la fenêtre de comptage), il y a incertitude de ± 1 point.

La précision et la stabilité dépendent bien entendu de celles de la fenêtre de comptage issue de la base de temps pilotée par quartz.

Cette précision est celle du quartz : elle doit être exprimée en pourcen-

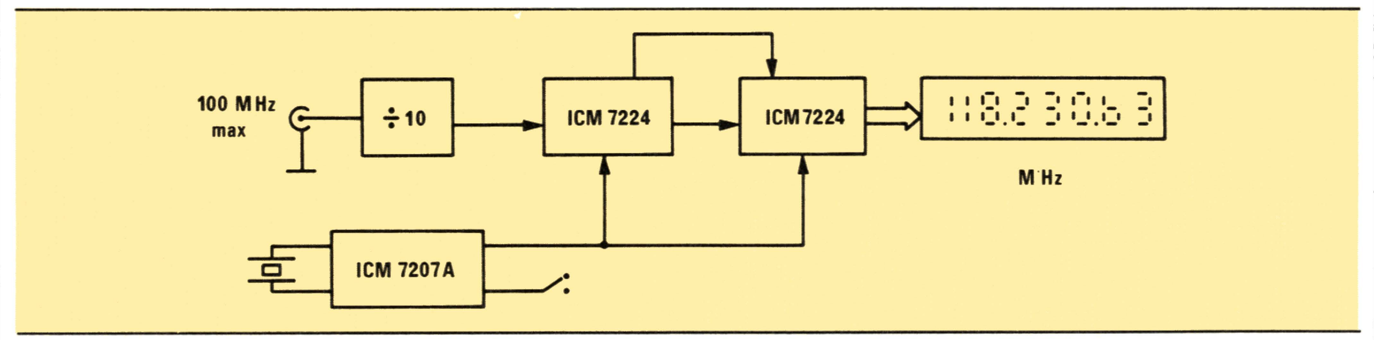


Fig. 2.

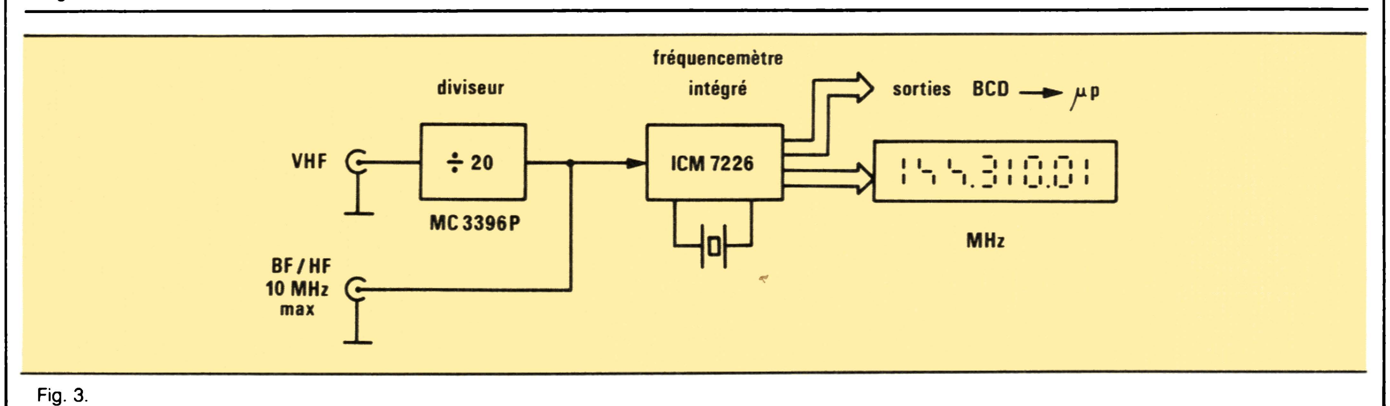


Fig. 3.

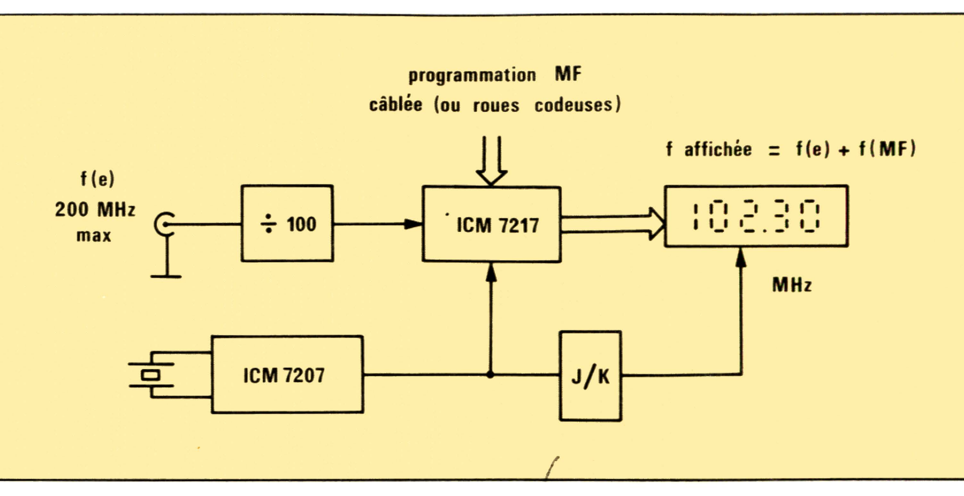

programmation MF
câblée (ou roues codeuses)
f affichée = f(e) + f(MF)
f(e)
200 MHz
max
÷ 100
ICM 7217
102.30
MHz
ICM 7207
J/K

Fig. 4.

Fig. 5.

tage ou ppm. Une dérive de 10 Hz sur l'oscillateur de la base de temps ne donne pas 10 Hz de dérive sur la mesure, mais :

$$\frac{10\ \text{Hz}}{\text{fréq. quartz}} \times \text{fréq. mesurée}$$

La stabilité doit être définie à court terme, moyen terme et long terme. Cette stabilité est fonction des variations de température, de la stabilité de la tension d'alimentation, et du vieillissement du quartz. Outre la qualité intrinsèque du quartz, ces sources de dérive en fréquence sont essentiellement fonction du montage oscillateur qui doit respecter le mode de résonance (série ou parallèle), la puissance d'excitation ainsi que les capacités de charge du quartz. Avec un oscillateur classique, du type de celui utilisé dans le circuit base de temps ICM 7207, on obtient (suivant le type de quartz) les ordres de grandeur suivants :

– Tolérance de calibration (25 °C) : ± 10 à ± 50 ppm.

– Stabilité en fréquence (de 0 à 70 °C) : ± 10 à ± 30 ppm.

– Vieillissement par jour : $\simeq 3 \cdot 10^{-9}$.

– Vieillissement 1[re] année : < 10 ppm.

– Stabilité f(V) : 0,1 à 1 ppm/V.

Etude du fréquencemètre pour émetteur portable HF/VHF

Il s'agit d'une version économique, faible consommation, 4 digits, ne mettant en œuvre que trois circuits intégrés. La fréquence de fonctionnement est de 150 MHz (200 MHz typique) ; l'appareil affiche des MHz aux kHz sur une première gamme de mesure et des centaines de kHz aux centaines de Hz sur la seconde gamme **(fig. 5).** Il est donc destiné à certains équipements d'émission HF ou VHF sur lesquels il n'est pas indispensable d'indiquer les poids forts. Par exemple, sur la gamme VHF 144 à 146 MHz, soit la fréquence 144,310 MHz ; on obtient :

– Affichage sur la gamme 1 : 4.310 MHz

– Affichage sur la gamme 2 : 310.1 kHz

La base de temps est entièrement réalisée par un seul circuit intégré et un quartz. C'est l'ICM 7207, circuit de technologie C-MOS d'*Intersil,* qui délivre les signaux de procédures nécessaires pour réaliser une fonction fréquencemètre **(fig. 6)**. Ce sont :

– $\overline{\text{CI}}$: signal de validation de l'entrée du compteur, 20 ms sur la gamme de mesure 1 et 200 ms sur la gamme 2.

– $\overline{\text{STORE}}$: signal de chargement des registres de commande affichage (évite de voir l'incrémentation du compteur pendant la phase de mesure).

– $\overline{\text{RESET}}$: signal de remise à zéro du compteur (initialise le cycle de mesure).

Notons encore :

● L'**ICM 7224** est un compteur 4 1/2 digits de technologie C-MOS intégrant 4 décades, les décodeurs, les registres et la commande pour affichage à cristaux liquides.

Ce circuit fait partie d'une famille hautes performances de compteurs C-MOS *Intersil.* Il fonctionne sous 3 à 6 V de tension d'alimentation, ne consomme que 50 µA max., et sa fréquence maximum d'entrée est de 15 MHz garantie (25 MHz typique).

A noter que l'entrée comptage s'effectue sur un « trigger de *Schmitt* », qu'une sortie « carry out » permet de cascader plusieurs ICM 7224, et que le signal de plan-arrière (« Backplane ») sort en niveaux trois états autorisant ainsi un « OU-câblé » sur plusieurs circuits (fréquencemètre 8 digits LCD en **fig. 2**).

● Le **diviseur d'entrée,** dont le rôle a été confié à un circuit MC 3396P *Motorola,* est un diviseur par 20 fonctionnant jusqu'à 200 MHz (typique). Ce circuit possède une bonne dynamique en entrée et une sensibilité suffisante pour ce type d'application (100 à 400 mV_{eff} à 125 MHz) ; de plus, il n'est pas limité en basse fréquence. Le signal à mesurer peut être prélevé soit par un condensateur de faible valeur, soit par une boucle de couplage (Ze = 600 Ω/ 6 pF).

La consommation totale du fréquencemètre est de 30 mA sous 5 V, et c'est en fait celle du diviseur d'entrée ; les circuits comptage et base de temps ne demandent que 1 mA !

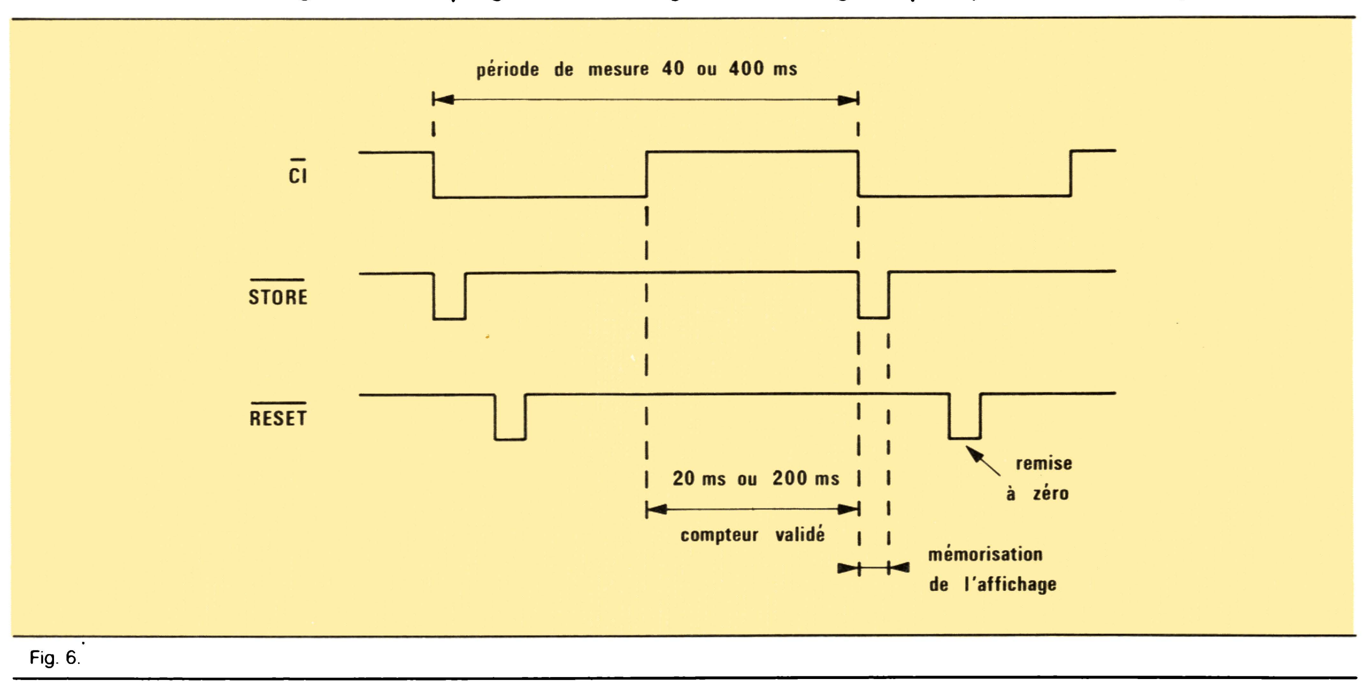


Fig. 6.



330 Ω
afficheur cath. com.
(point. décimal 75 Ω à +5 V)
+5 V
programmation du compteur
à 01070
Q̄2
MHz
7
4 x 1N 4148
D4 D3 D2 D1
B1
B2
B4
B8
seg.
0V
D.C
+V
ICM 7217 AIPI
STORE RESET LC ZERO CI
0,1 μF
+ 5 V
entrée comptage F/100
10 kΩ
+ 5 V
+V
+5 V
+5 V
22 kΩ
25 nF
10 11
5 +5V G ST
0
Q
14 RES
6 I 0V G. OUT 13
22 pF
0,1 μF
4
2
I1 2
1
'1XXXX' S2
'0XXXX' S1
D1
D2
+V J P Q
CK
+V K CL Q̄
J P Q
CK
K CL Q̄
Q̄2
+V
STORE
10 kΩ
+5 V
+5V
10 kΩ
ICM 7207
Q = 6,5536 MHz
valid
comptage
SN 7674 ou 112

Fig. 7.

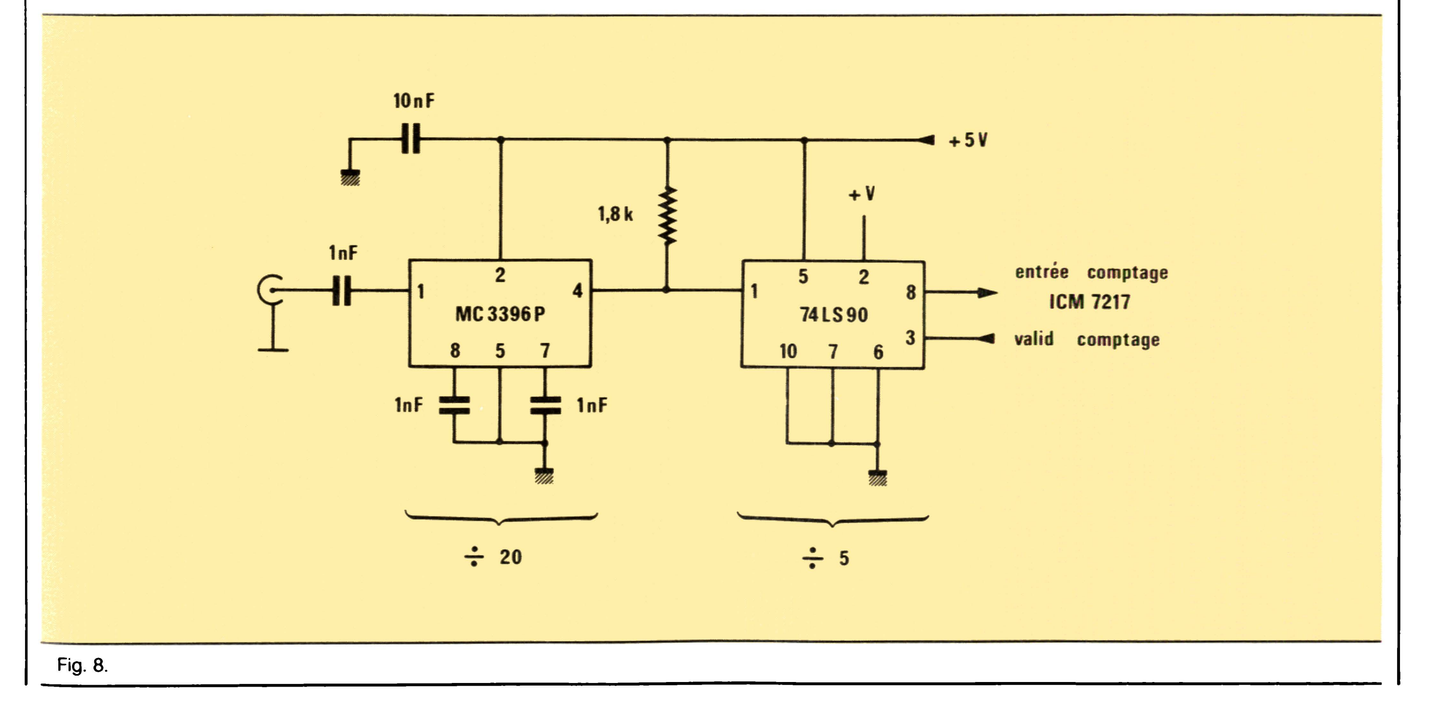


Fig. 8.

Etude du fréquencemètre pour récepteur radio

Dans un récepteur superhétérodyne, le seul moyen d'afficher la fréquence de réception est de mesurer celle de l'oscillateur local ; cette dernière est soit inférieure soit supérieure à la fréquence reçue :

fr. reçue = fr. locale ± fréquence intermédiaire (FI).

Certains récepteurs modernes utilisent un oscillateur local synthétisé. Généralement, ce système digitalisé permet également l'affichage de la fréquence de réception. Les autres appareils font appel à un oscillateur variable (réception à couverture continue). Dans ce dernier cas, pour afficher la fréquence de réception, il faut disposer d'un fréquencemètre particulier capable de soustraire ou d'additionner la valeur de la F.I. à celle mesurée.

Pour réaliser cette fonction, le compteur interne du fréquencemètre est programmable : à chaque cycle de mesure, il n'y a pas remise à zéro mais chargement du compteur soit à la valeur de la F.I. (osc. local = fr. reçue – F.I.), soit au complément de cette valeur (osc. local = fr. reçue + F.I.).

L'exemple d'application **(fig. 7)** est un fréquencemètre 4 1/2 digits LED fonctionnant jusqu'à 200 MHz (FM : 88 à 108 MHz par exemple...) avec F.I. = 10,7 MHz et oscillateur local = fr. reçue – F.I.

La base de temps ICM 7207 génère la fenêtre de comptage (G.OUT) à 10 ms, le signal de mémorisation ($\overline{ST}$) et le signal de chargement compteur. Un montage pré-diviseur par 100 **(fig. 8)** permet d'attaquer le compteur principal (fr. max. = 2 MHz).

D5	D4	D3	D2	D1	Digits
0	1	0	7	0	F.I. 10,7 MHz
0000	0001	0000	0111	0000	BCD
S1	B1		B4 B1 B2		Câblage des diodes chargement à 1070
0001 S2	1000 B8	1001 B8 B1	0011 B2 B1	0000	Câblage des diodes pour un chargement à 18930

Fig. 9. – Principe de la programmation de l'ICM 7217.

Remarquons que l'**ICM 7217** est un compteur/décompteur C-MOS programmable à quatre décades avec entrées/sorties BCD multiplexées, décodeurs et commandes pour 4 digits LED multiplexés. Le demi-digit de poids fort (valeur 0 ou 1) est généré de façon externe par une bascule J.K.

La programmation du compteur s'effectue ainsi : l'affichage étant multiplexé, les sorties digits D_1 à D_4 sont activées séquentiellement. Sur chaque passage à « 0 » d'une sortie digit, la décade correspondante est chargée en BCD. Le chargement s'effectue par câblage de diodes entre les entrées BCD 1-2-4-8 et les sorties D_1 à D_4 **(fig. 9)**.

Le signal LC initialise le chargement du compteur. Le passage à « 0 » d'une sortie digit (D_1 à D_4) programme les entrées BCD avec des « 1 » logiques par câblage de diodes (version 7217 AIPI à cathodes communes).

Nota : le 1/2 digit de poids fort est programmé à « 0 » par S_1 et à « 1 » par S_2.

Dans le cas de la **figure 7**, la fréquence de l'oscillateur local est toujours inférieure de 10,7 MHz à la fréquence reçue, le compteur est donc pré-chargé à 1070. D'autre part :

– Si l'oscillateur local du récepteur est d'une fréquence supérieure de 10,70 MHz à la fréquence reçue, il faut donc soustraire 1070 au compteur à chaque cycle de mesure, ou plus simplement le charger au complément à 1070 de la pleine échelle, donc :

si l'on a fr. locale = fr. reçue + F.I., il y a chargement du compteur à 20 000 – F.I., soit, dans le cas présent, à 18 930 (câblage des diodes : **fig. 9**).

– Pour obtenir une résolution de 1 kHz, il suffit de laisser la broche 11 de l'ICM 7207 non connectée (la fenêtre de comptage est alors à 100 ms). Le digit de poids fort peut être supprimé (bascule JK) pour une utilisation sur les fréquences décamétriques, ou sur des gammes PO/GO.

P. Horcholle

Etude d'un phasemètre et d'un fréquencemètre
utilisant les intégrateurs et convertisseurs « intégrés ».



Intégrateurs, convertisseurs A-N et leurs applications

Dans le précédent numéro de notre revue (« Electronique Applications » n° 35, p. 45) nous avons traité du concept de base des circuits intégrateurs, et proposé un ensemble d'éléments théoriques permettant d'en tirer le meilleur parti (causes d'erreur, et compensation de celles-ci, notion de courant de fuite, etc.)

Quelques applications de base complétaient cette étude. L'article ci-après la prolonge en quelque sorte, en envisageant le cas des convertisseurs analogique-numérique et s'oriente de plus vers des schémas détaillés d'applications pratiques.

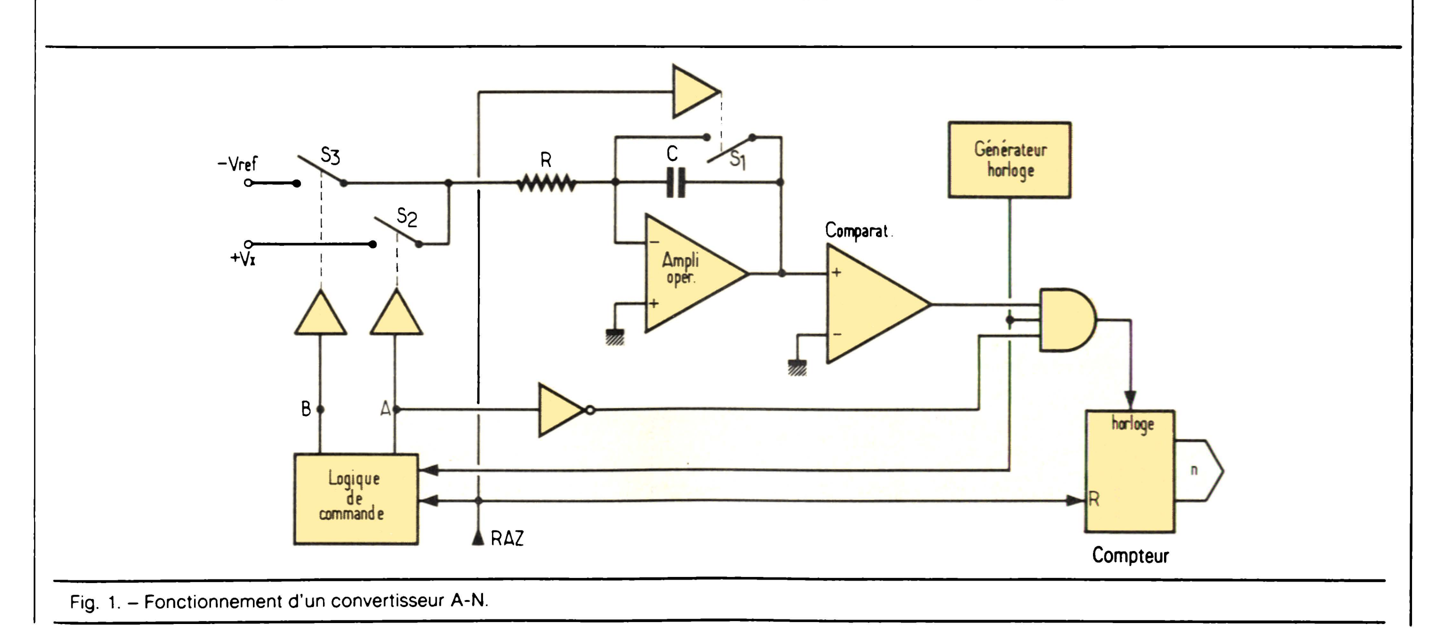


Fig. 1. – Fonctionnement d'un convertisseur A-N.

Fonctionnement d'un convertisseur A-N

Le convertisseur analogique-numérique double rampe, bien qu'entaché d'un certain nombre de défauts (pouvant être corrigés ou minimisés), trouve une application non seulement dans les voltmètres à résolution faible ou moyenne, mais aussi dans quelques autres appareils qui font l'objet de cette étude. Rappelons le fonctionnement de ce convertisseur A-N, symbolisé à la **figure 1.**

Le signal de remise à zéro (RAZ) étant au niveau « 1 », le compteur est bloqué ainsi que la logique de commande. L'interrupteur S_1 est fermé, la capacité C est donc déchargée et la tension en sortie de l'intégrateur est nulle.

Lorsque le signal de RAZ passe au niveau « 0 », S_1 s'ouvre, S_2 se ferme et y reste pendant un intervalle de temps $t_1 - t_0$ égal à N périodes d'horloge ($N \cdot t = t_1 - t_0$). Pendant ce temps, l'intégrateur reçoit la tension Vx à convertir, la tension en sortie est :

$$Vs = \frac{-1}{RC} \int_{t0}^{t1} Vx \cdot dt = \frac{-1}{RC} Vx \cdot N \cdot T$$

Cette première phase terminée, la logique de commande ouvre S_2, ferme S_3 et lève l'inhibition horloge du compteur (la sortie du comparateur est à « 1 » depuis le début de la première phase et est à un état indéfini pendant la RAZ). L'intégrateur reçoit alors la tension Vref de polarité opposée à celle de Vx. Dans cette deuxième phase, la tension en sortie de l'intégrateur décroît et passe par zéro au bout d'un temps $nT = t_2 - t_1$. Le comparateur change d'état et ferme l'entrée horloge du compteur **(fig. 2).**

Soit :

$$\frac{1}{RC} V^* NT = \frac{1}{RC} Vref\ nT$$

et

$$nT = NT \frac{Vx}{Vref},\ n = N \frac{Vx}{Vref}$$

Pour une valeur donnée du rapport Vx/Vref, le nombre d'impulsions enre-

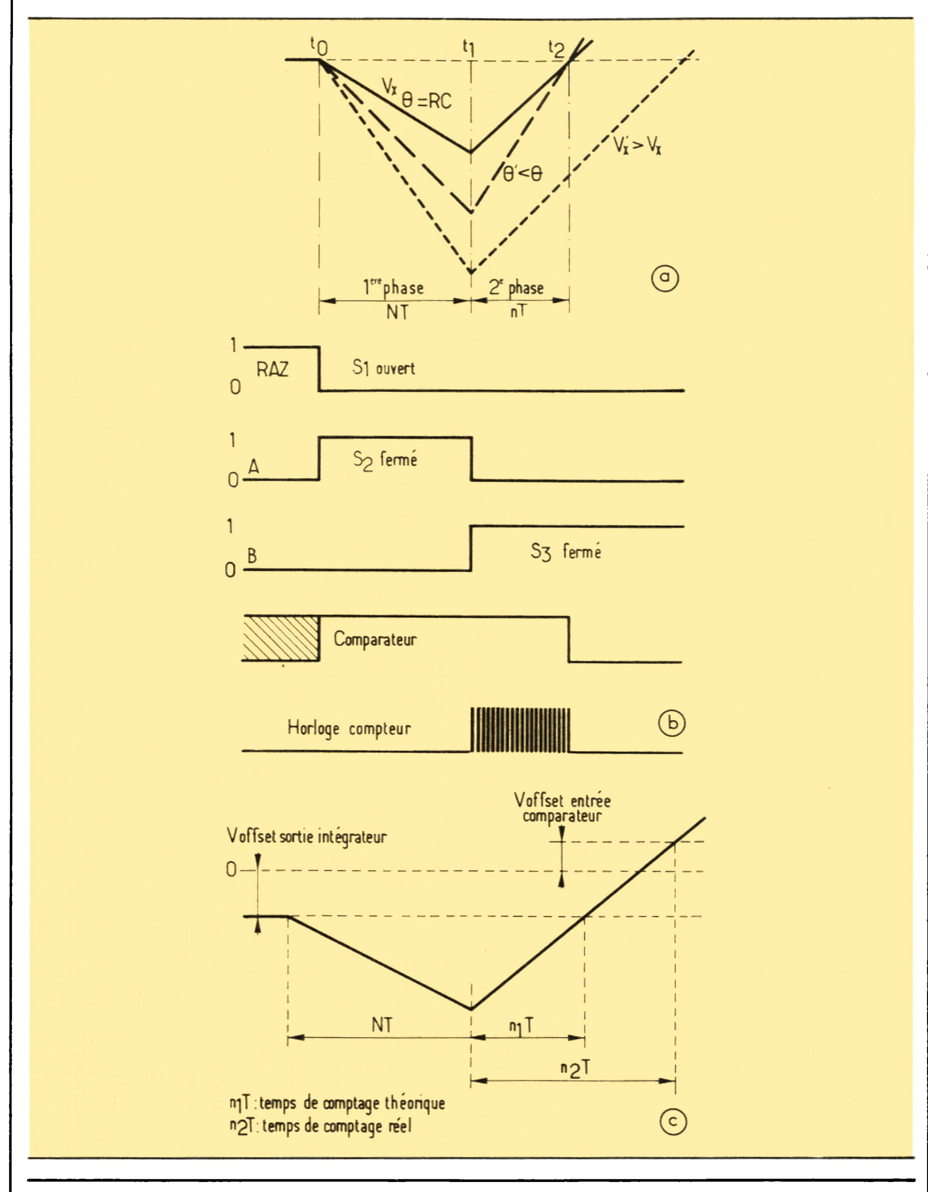


Fig. 2. – (Ci-dessus). Principe de la double rampe et erreurs dues aux tensions de décalage.

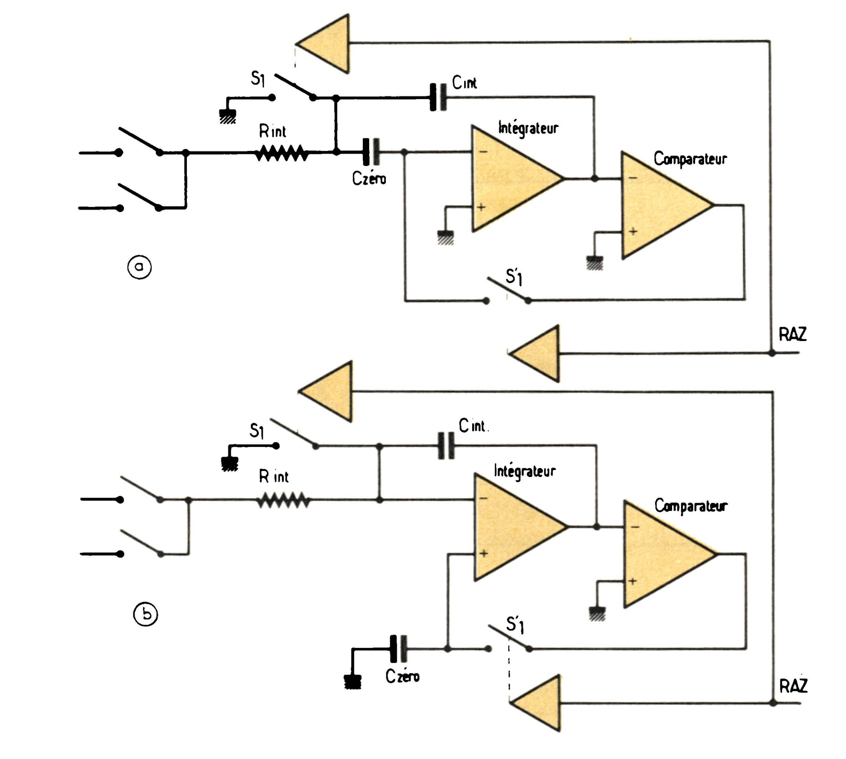
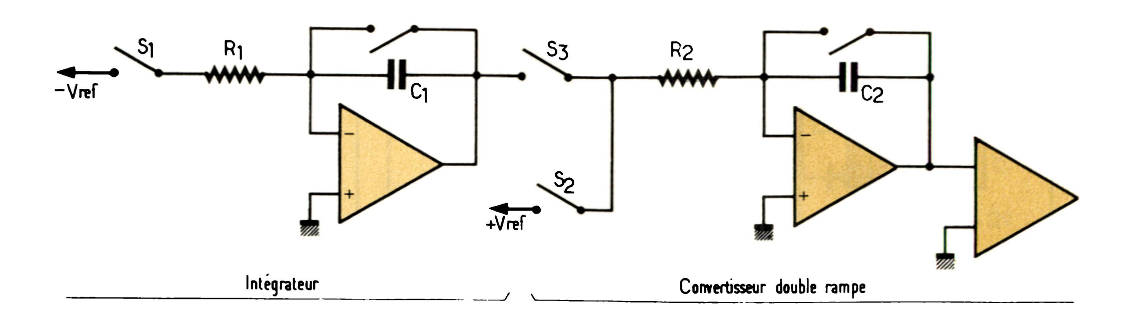


Fig. 3. – (Ci-contre). Compensation des tensions de décalage.

Fig. 6. – Chronogramme se rapportant au montage de la figure 7. Ci-contre, en page de droite.



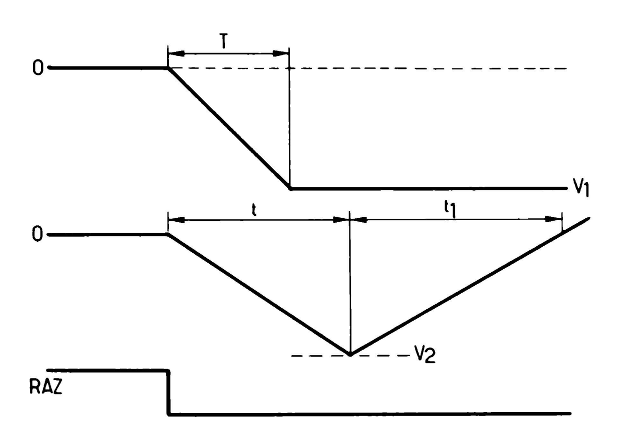
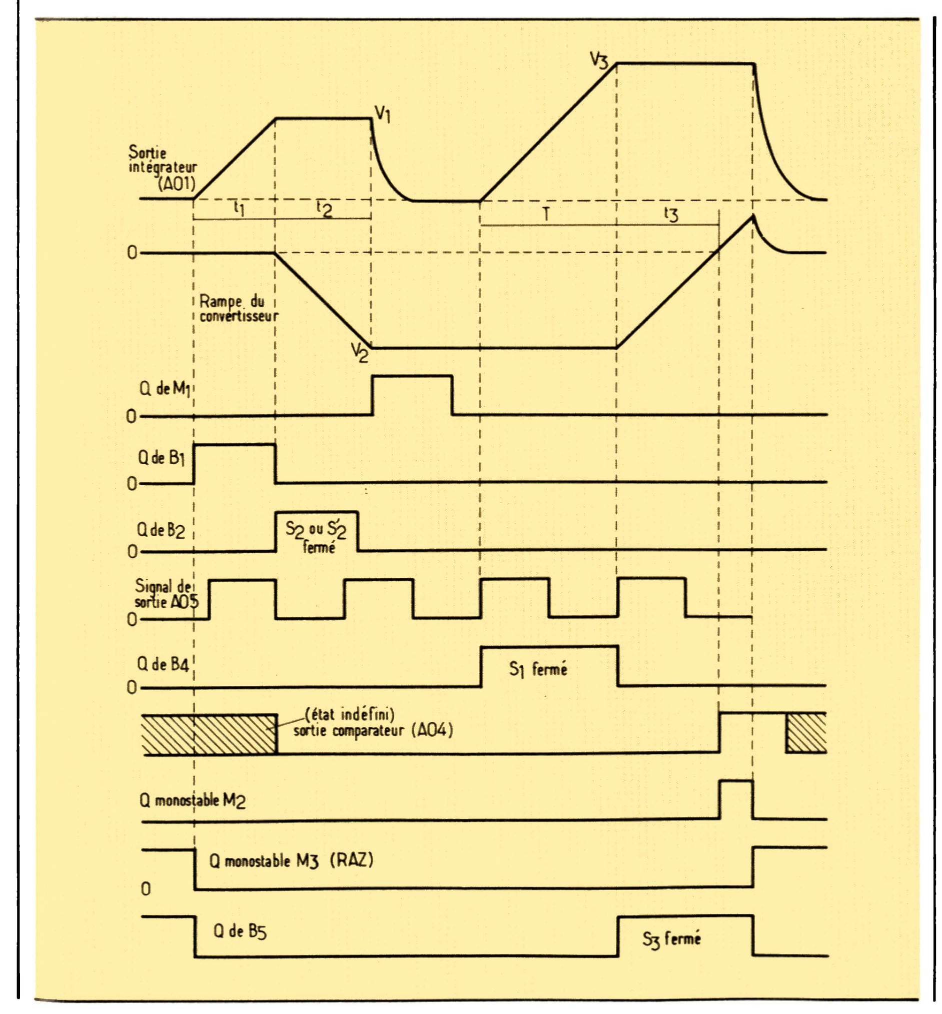


Fig. 4 et 5. – Principe d'un circuit intégrateur et chronogramme correspondant.



gistrées par le compteur est indépendant et de la fréquence horloge et de la constante d'intégration RC. En règle générale, Vx/Vref est inférieur à l'unité et n < N, mais rien ne s'oppose à ce que ce rapport soit supérieur à 1 et dans ce cas n > N ; encore faut-il que le compteur ait une capacité suffisante.

La double rampe ne doit pas être écrêtée, sous peine d'introduire une erreur sur la valeur de n. En désignant par Vs max la tension maximale admissible en sortie de l'intégrateur, la valeur maximale de Vx est :

$$Vx\ max = NT\ \frac{Vsmax}{RC}$$

Les tensions de décalage de l'intégrateur et du comparateur introduisent une erreur, ainsi que le courant de polarisation de l'amplificateur opérationnel. En choisissant une technologie BiFET ou mieux BiMOS pour ce dernier, le courant de polarisation étant très faible, son effet devient négligeable. Quant aux tensions de décalage, leur effet est réduit ou annulé avec les montages de la **figure 3**. Dans ces montages, l'ensemble intégrateur-comparateur est bouclé en gain unité pendant que le signal RAZ est à « 1 » et une tension de compensation est stockée dans la capacité C_0.

AO1 + AO2 = AO3 + AO4 = TL 082, AO5 = TL 081, M1 = 1/2 4528
M2 + M3 = 4528, B1 – B5 = 1/2 4027, S1 – S5 = 1/4 AD 7510
Entrées J et K inutilisées au + 12 V

Fig. 7. – Fréquencemètre.

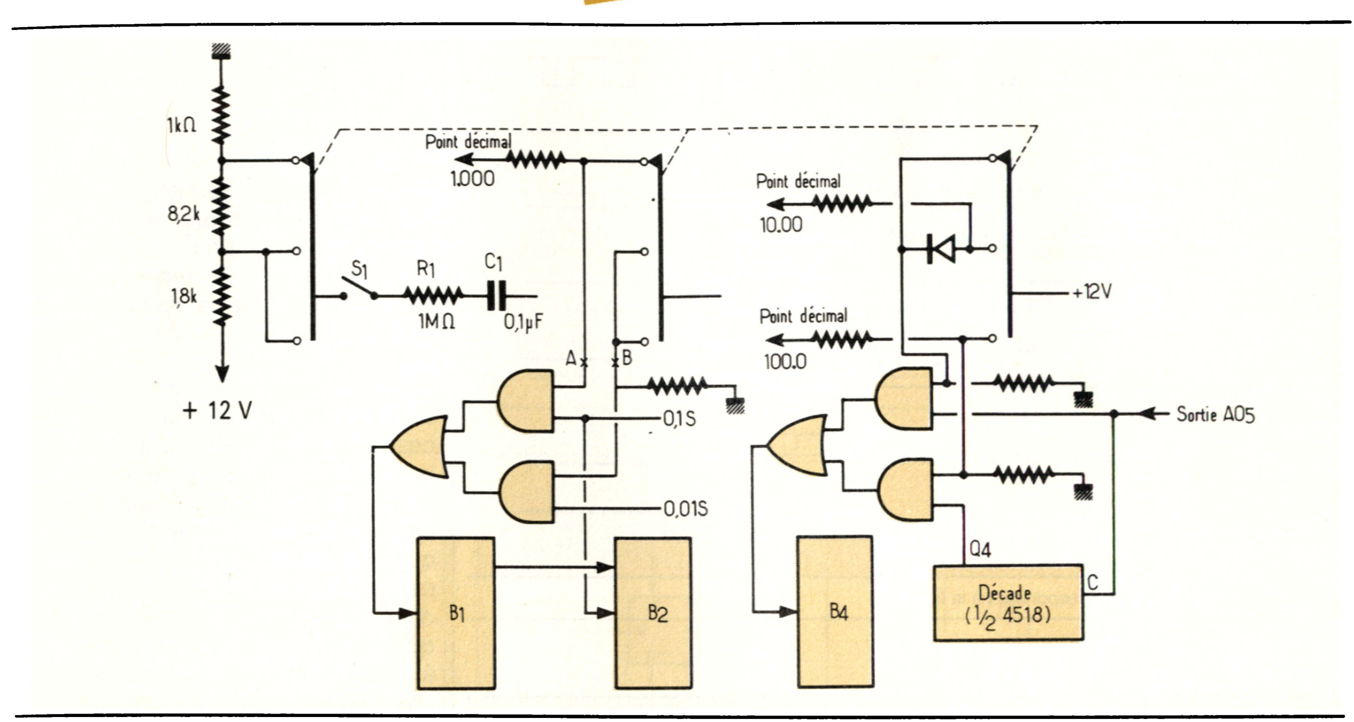


Fig. 8. – Schéma pour commutation manuelle.

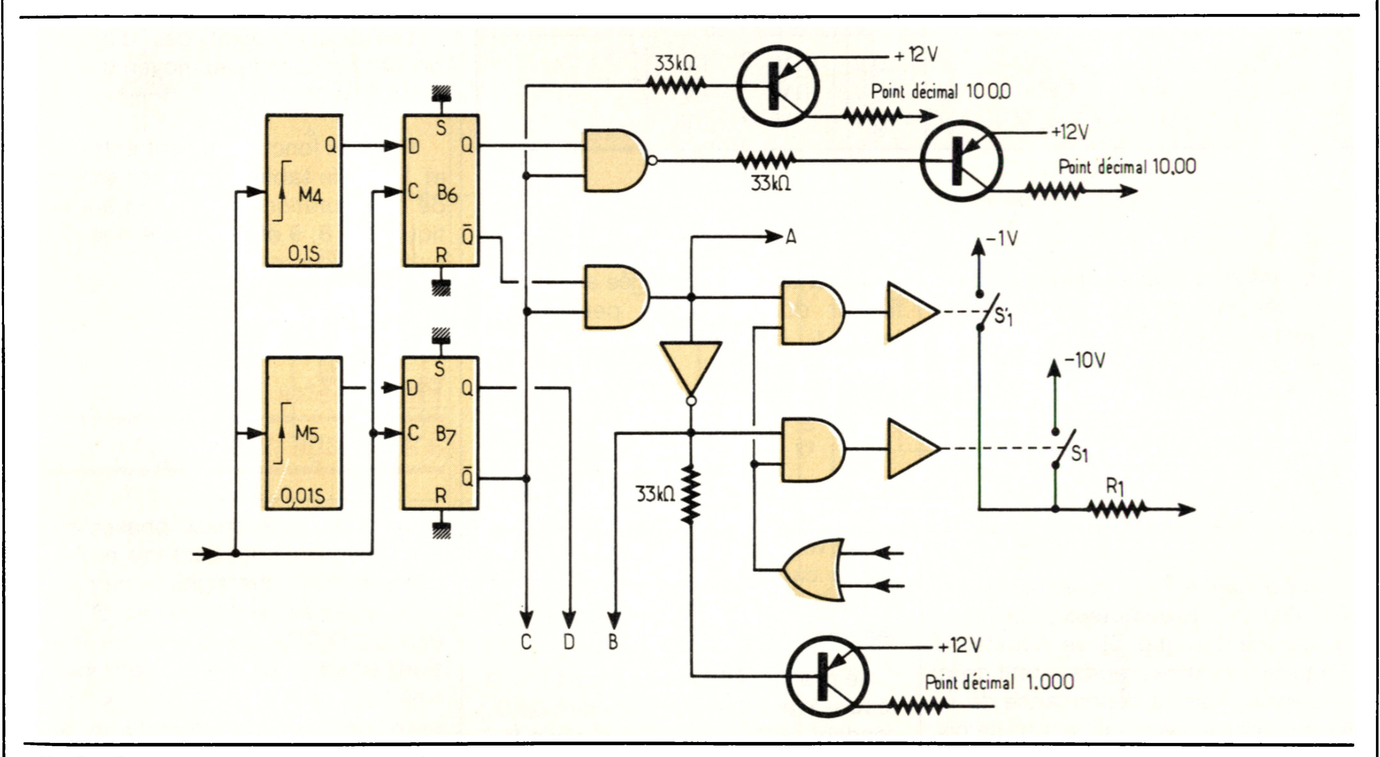


Fig. 9. – Schéma pour commutation automatique.

Fréquencemètre pour basses fréquences

Les fréquencemètres classiques ne permettent pas une bonne résolution de mesure aux fréquences basses avec un temps de mesure suffisamment court, seuls les fréquencemètres dits « réciproques » le permettent. Le circuit décrit plus loin permet une mesure des fréquences entre 1 Hz et 1 kHz avec une résolution de 1/1000e (ou plus) et un temps de mesure qui n'excède pas 2,5 s ; mais, avant de décrire ce montage, procédons à une étude du principe de fonctionnement.

Un intégrateur reçoit une tension continue constante – Vref (l'interrupteur S_1 étant fermé) et intègre cette tension pendant une durée égale à la période T du signal. Au bout de ce temps, l'interrupteur S_1 s'ouvre et la tension en sortie de l'intégrateur est conservée (c'est la capacité qui permet cette mémoire).

On a **(fig. 4 et 5)** :

$$V_1 = \frac{1}{\tau_1} \text{Vref} \cdot T, \text{ avec } \tau_1 = R_1C_1$$

Simultanément, l'intégrateur du convertisseur double rampe reçoit une tension + Vref (S_2 est fermé) pendant un temps t au bout duquel la tension en sortie est :

$$-V_2 = \frac{1}{\tau_2} \text{Vref} \cdot t, \text{ avec } \tau_2 = R_2C_2$$

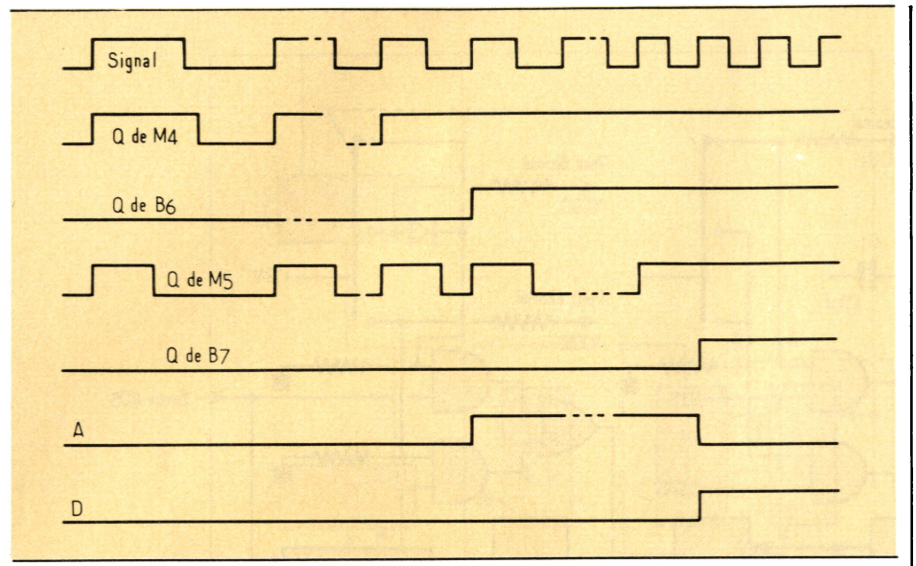


Fig. 10. – Chronogramme correspondant à la figure 9.

Gamme	t_1	Vref	V_1	V_2	V_{3max}	V_{3min}	Durée intégration période
1 à 10 Hz	0,1 s	1 V	1 V	– 10 V	10 V	1 V	T
10 à 100 Hz	0,01 s	10 V	1 V	– 10 V	10 V	1 V	T
0,1 à 1 kHz	0,01 s	10 V	1 V	– 10 V	10 V	1 V	10 T

Tableau 1.

La tension V_1 est ensuite appliquée à l'entrée du convertisseur (c'est la deuxième phase de la conversion), l'interrupteur S_3 étant fermé. Le comparateur change d'état lorsque :

$$\frac{1}{\tau_2}\text{Vref} . t . t_1 = \left(\frac{1}{\tau_1}\text{Vref T}\right)\frac{1}{\tau_2}\ t_1$$

$$\text{soit } t_1 = \frac{t . \tau_1}{T} \qquad [1]$$

En donnant à t et τ_1 une valeur fixe bien définie, un compteur peut recevoir pendant t_1 **(fig. 5)** un nombre n d'impulsions qui est représentatif de la fréquence, mais sa dépendance de τ_1 est un inconvénient qu'il est toutefois possible d'éliminer. Le seul attrait du montage de la **figure 4** est son extrême simplicité.

Pour que t_1, donc n, soit indépendant de τ_1, il faut que cette constante de temps apparaisse dans chaque membre de l'équation (1).

Ceci est obtenu en appliquant la tension – Vref à l'intégrateur pendant un temps t_1 (différent du précédent) à l'issue duquel la tension en sortie est conservée et a pour valeur :

$$V_1 = \frac{1}{\tau_1}\text{Vref} . t_1$$

V_1 est ensuite appliquée au convertisseur double rampe pendant un temps t_2, la tension en sortie a pour valeur :

$$-V_2 = \frac{1}{\tau_2}\left(\frac{1}{\tau_1}\text{Vref} . t_1\right) t_2$$

A l'issue de cette deuxième phase de fonctionnement, la tension V_2 est conservée (S_2 et S_3 ouverts), alors que la capacité C_1 est déchargée, la sortie Q du monostable M_1 étant momentanément à « 1 » **(fig. 7)**.

Le premier intégrateur reçoit à nouveau – Vref (nouvelle fermeture de S_1) pendant un temps égal à la période T du signal ; la tension en sortie prend la valeur :

$$V_3 = \frac{1}{\tau_1}\text{Vref} \cdot T$$

Cette tension V_3 est conservée pendant la dernière phase. Après inversion du signe par AO2 (schéma **fig. 7, chronogramme fig. 6**), c'est une tension – V_3 qui est appliquée au convertisseur dont la tension en sortie s'annule lorsque :

$$\frac{1}{\tau_1\tau_2}\ \text{Vref} . t_1 . t_2 = \frac{1}{\tau_1\tau_2}\ \text{Vref} . T . t_3$$

Soit :

$$t_1 . t_2 = T . t_3, \text{ et } t_3 = \frac{t_1 t_2}{T}$$

En fixant comme dans le schéma t_1 et t_2 à 0,1 s et la fréquence horloge à 100 kHz, le nombre d'impulsions reçues par le compteur pendant t_3 est de 1 000 pour une fréquence du signal égale à 1 Hz, la résolution étant ici de 1 mHz.

Ce montage ne peut fonctionner dans une plage étendue de fréquences sans commutations, en raison de la valeur limitée de la tension V_3 en sortie de l'intégrateur, ceci aux fréquences basses. Inversement, aux fréquences élevées, V_3 est faible et la pente de la rampe du convertisseur dans la dernière phase est en conséquence faible, ce qui est défavorable à une bonne précision du point de changement d'état du comparateur, et par suite à une bonne précision de la mesure.

Le séquencement des différentes phases est obtenu au moyen des bascules B_1 à B_5.

Pour un fonctionnement entre 1 Hz et 1 kHz, le **tableau 1** et des schémas de commutation manuelle et automatique **(fig. 8, 9 et 10)** donnent les indications nécessaires.

Phasemètre à affichage numérique

Dans de nombreux phasemètres, les signaux injectés sont mis en forme afin d'obtenir des signaux carrés qui sont appliqués sur les entrées d'un OU exclusif (XOR). La durée des impulsions en sortie du XOR est proportionnelle au déphasage et deux impulsions ont lieu par période. Il suffit donc de mesurer la tension moyenne en sortie du XOR pour avoir une information (analogique) représentant le déphasage, mais pour cela il faut employer un filtre passe-bas dont la fréquence de coupure doit être très inférieure à la fréquence des signaux d'entrée. Ceci conduit à un filtre dont la constante de temps est élevée et le temps de réponse de l'appareil devient très long aux basses fréquences puisqu'il peut atteindre plusieurs dizaines de secondes.

Le montage décrit ici évite cet inconvénient **(fig. 11)**.

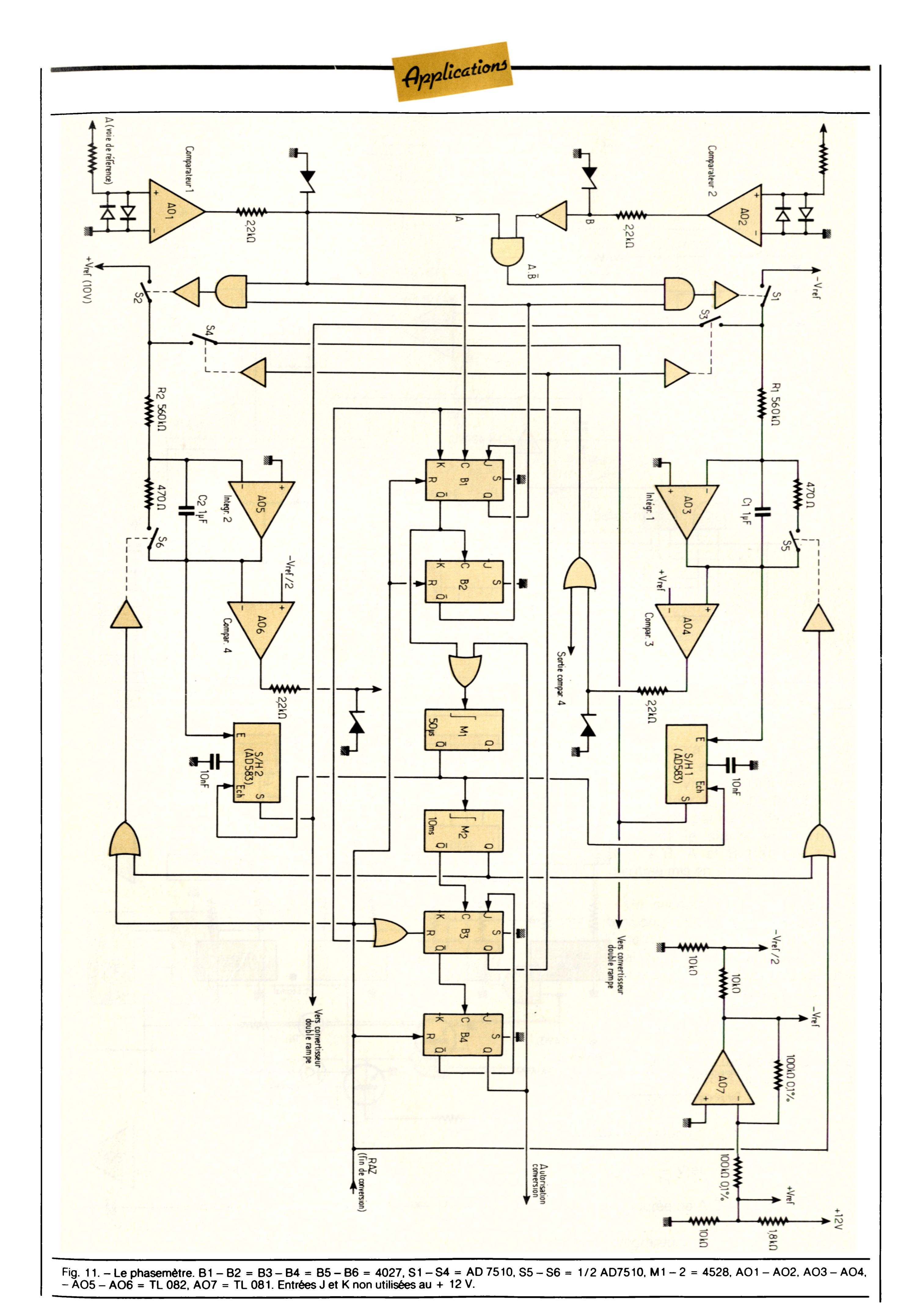


Fig. 11. – Le phasemètre. B1 – B2 = B3 – B4 = B5 – B6 = 4027, S1 – S4 = AD 7510, S5 – S6 = 1/2 AD7510, M1 – 2 = 4528, AO1 – AO2, AO3 – AO4, – AO5 – AO6 = TL 082, AO7 = TL 081. Entrées J et K non utilisées au + 12 V.

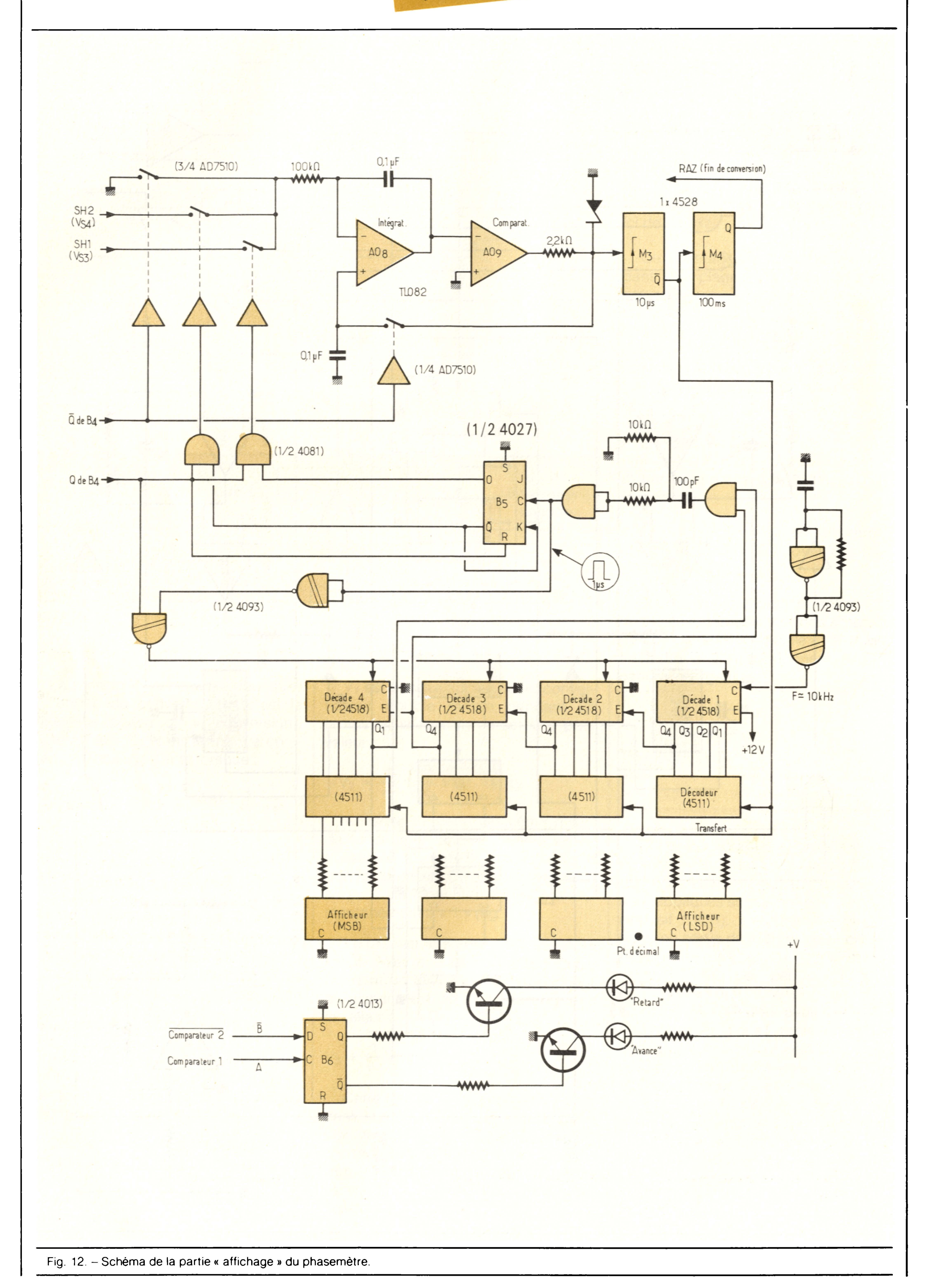


Fig. 12. – Schéma de la partie « affichage » du phasemètre.

Fig. 13. – Chronogramme correspondant à la figure 11.

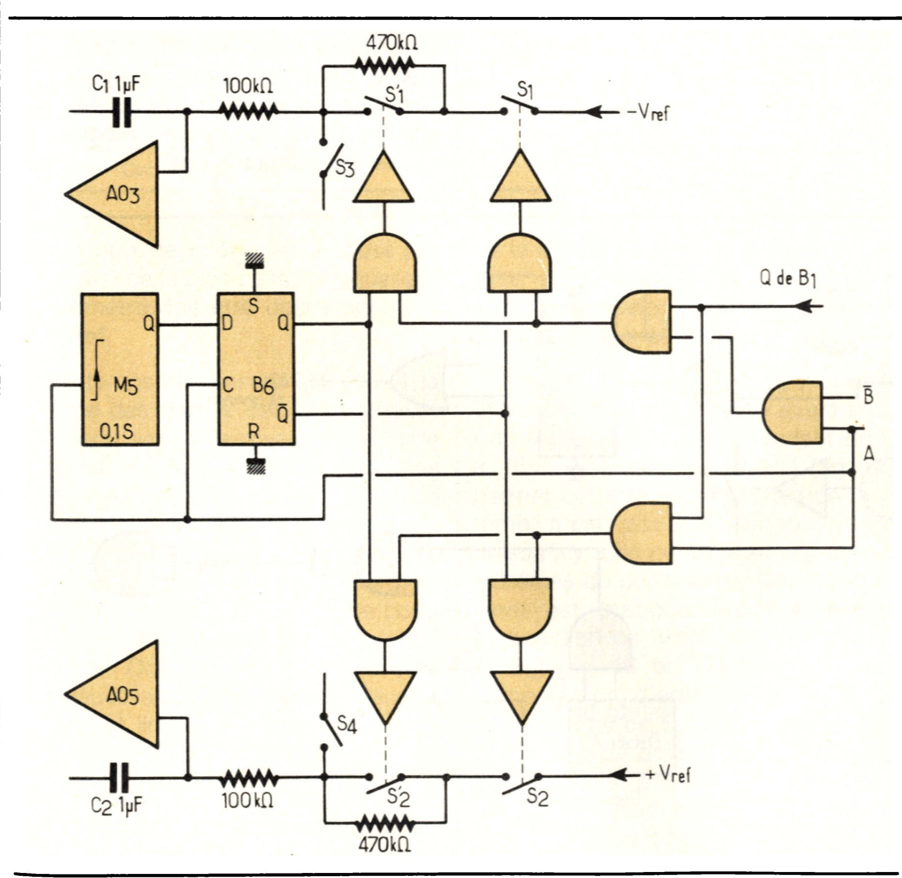


Fig. 14. – La bascule B_6 indique si le déphasage est « avant » ou « arrière ».

Un intégrateur dont la constante d'intégration est $\tau_1 = R_1C_1$ reçoit une tension – Vref par l'intermédiaire de l'interrupteur S_1. Cet interrupteur est commandé par la sortie d'un circuit ET dont le signal en sortie est $S = A.\overline{B}$, A et B étant les signaux d'entrée mis en forme.

Un second intégrateur reçoit une tension + Vref par l'intermédiaire de l'interrupteur S_2 commandé par le signal de la voie de référence, c'est-à-dire le signal A, il est donc alternativement fermé puis ouvert pendant T/2. La constante d'intégration est : $\tau_2 = R_2C_2$.

Au bout d'un temps égal à une période, les tensions en sortie des intégrateurs sont :

intégrateur 1 :

$$V_{S1} = \frac{1}{\tau_1} Vref.t$$

t = durée de $A.\overline{B}$ = « 1 »

intégrateur 2 :

$$-V_{S2} = \frac{1}{\tau_2} Vref \frac{T}{2}$$

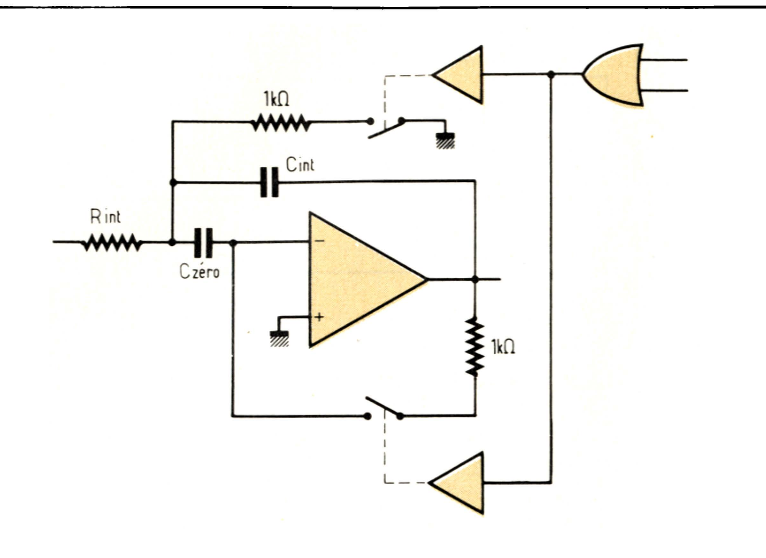


Fig. 15. – Compensation de l'offset des intégrateurs.

Ces tensions sont ensuite mises en mémoire par un échantillonneur-bloqueur S/H_1 et S/H_2. Les capacités C_1 et C_2 sont déchargées par l'intermédiaire des interrupteurs S_5 et S_6, commandés par le monostable M_1. Commence alors une deuxième phase d'intégration de V_{S1} par l'intégrateur 2 (S_3 est fermé) et de V_{S2} par l'intégrateur 1 (S_4 est fermé), avec une même durée d'intégration t_1. Les tensions en sortie des intégrateurs deviennent :

intégrateur 1 :

$$V_{S3} = \frac{-1}{\tau_1}\left(\frac{1}{\tau_2}\ \mathrm{Vref}\ \frac{T}{2}\right)t_1$$

$$= \frac{-1}{\tau_1\tau_2}\ \mathrm{Vref}\ \frac{T}{2}t_1$$

intégrateur 2 :

$$V_{S4} = \frac{1}{\tau_2}\left(\frac{1}{\tau_1}\ \mathrm{Vref}\ t\right)t_1$$

$$= \frac{1}{\tau_1\tau_2}\mathrm{Vref}\ t\ .\ t_1$$

Ces tensions sont transférées dans les échantillonneurs-bloqueurs et appliquées à un convertisseur double rampe, qui reçoit V_{S3} dans la première phase de la conversion et V_{S4} dans la deuxième. La constante d'intégration du convertisseur étant $\tau_3 = R_3C_3$, on obtient :

$$\frac{-1}{\tau_3}\left(\frac{1}{\tau_1\tau_2}\ \ \mathrm{Vref}\ t\ .\ t_1\right)t_2$$

$$= \frac{-1}{\tau_3}\left(\frac{1}{\tau_1\tau_2}\ \ \mathrm{Vref}\ \frac{T}{2}.t\right)t_3$$

soit finalement :

$$2t\ .\ t_2 = T\ .\ t_3$$

et

$$t_3 = 2t_2\ \frac{t}{T}$$

Si t_2, c'est-à-dire la première phase de la conversion, correspond à 1 800 périodes d'horloge, la quantité n enregistrée par le compteur dans la deuxième phase est :

$$n = 3\ 600\ \frac{t}{T}$$

La **figure 12** donne le schéma de la partie « affichage » du phasemètre et la **figure 13**, le chronogramme du montage.

Le séquencement des différentes phases est obtenu par les bascules B_1 à B_4. Dans la première intégration, la bascule B_1 retourne à son état initial Q = 0, dès le front montant du signal A qui suit le changement d'état du comparateur 3. Ceci évite d'atteindre la saturation de l'intégrateur 2, dont la tension en sortie reste comprise entre – 5 et – 10 V environ (– Vref/2 et – Vref). Aux fréquences élevées l'intégration est effectuée sur plusieurs périodes, jusqu'à ce que B_1 puisse changer d'état.

La durée de la deuxième intégration dont la valeur importe peu, doit être la même pour les deux intégrateurs. C'est lorsque le comparateur 4 change d'état que cesse l'intégration, V_{S3} est donc égale à Vref.

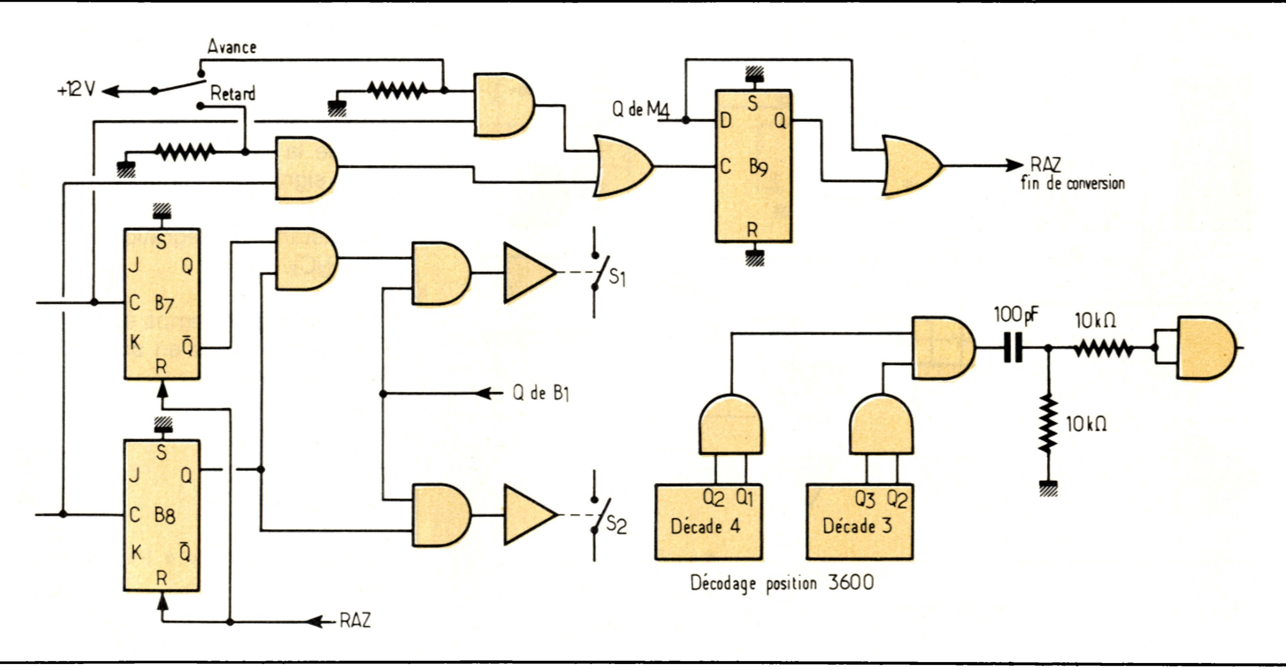


Fig. 16. – La bascule B9 synchronise la RAZ sur les signaux d'entrées.

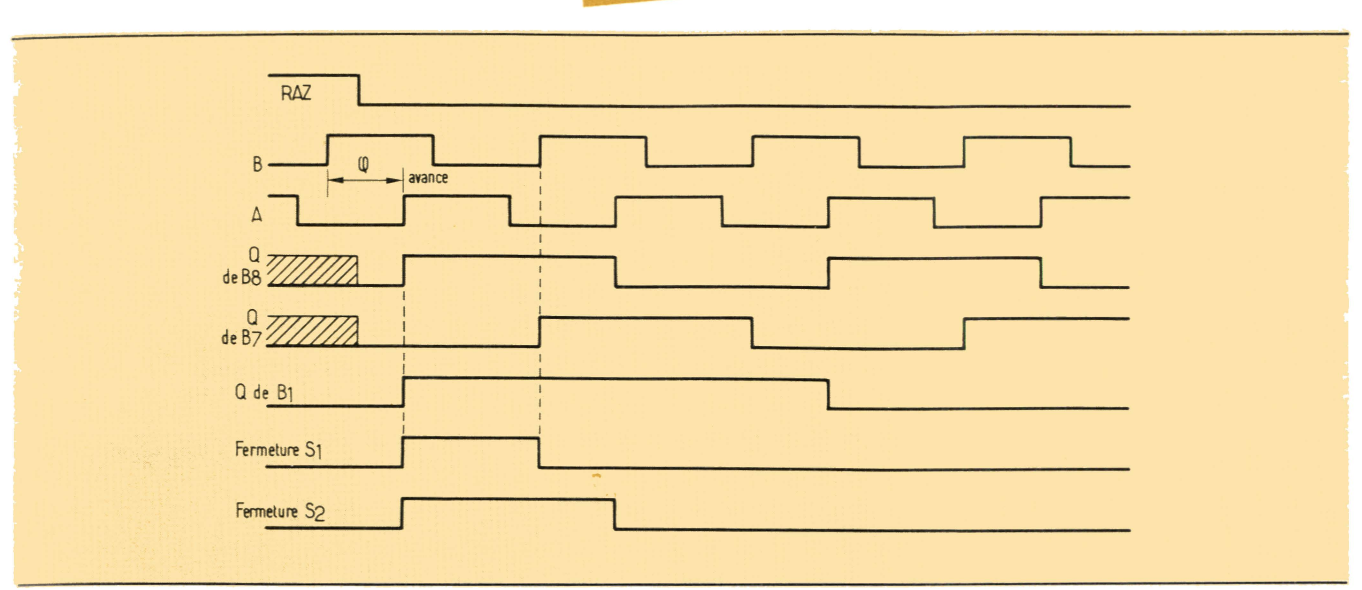


Fig. 17. – Chronogramme correspondant à la figure 16.

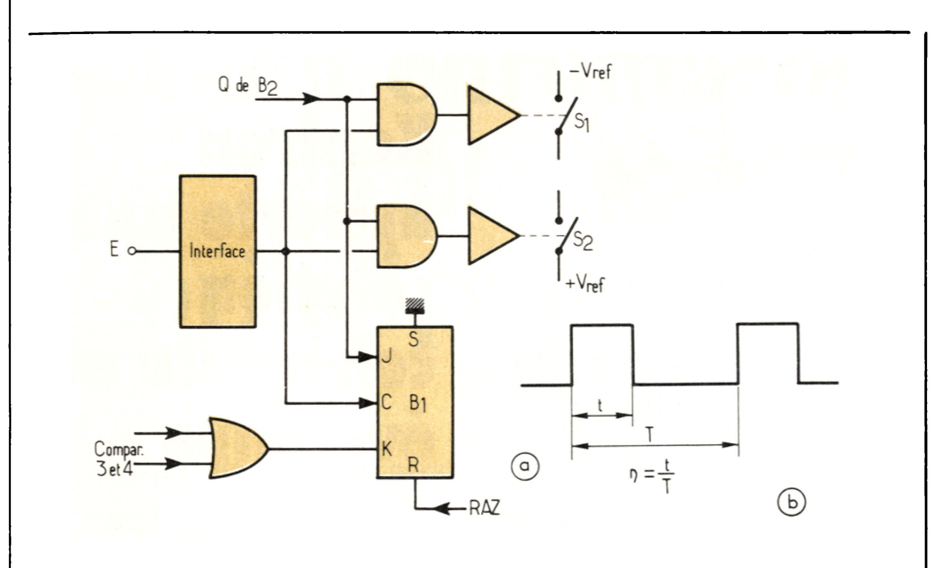


Fig. 18. – Circuit d'interface.

Le choix de τ_1 et τ_2 est imposé par la fréquence la plus basse à laquelle le phasemètre doit être opérationnel, et par Vref.

Le temps de mesure est égal à la somme des durées des deux phases d'intégration successives et de c^lle nécessaire à la conversion. Pour une fréquence de 1 Hz, ce temps est de l'ordre de 2,5 s avec les valeurs du schéma de la **figure 11** et reste à cette valeur pour les fréquences plus élevées, à moins d'effectuer une commutation des constantes d'intégration τ_1 et τ_2. Ces commutations ne sont pas nécessaires si la fréquence la plus basse est limitée à 10 Hz et dans ce cas $\tau_1 = \tau_2 \geq 0,1$ s (100 kΩ – 1 μF ou 1 MΩ – 0,1 μF, **fig. 14**).

Les tensions de décalage des intégrateurs ne sont compensées (de manière classique) que par un potentiomètre non mentionné sur le schéma de la **figure 15.** La compensation par mise en mémoire dans une capacité complique quelque peu les commutations, mais la précision est à ce prix.

Il est nécessaire que l'appareil indique si le déphasage est « avant » ou « arrière », l'angle affiché variant de 0 à 180°. Une bascule D (B_6) **(fig. 14)** permet cette indication, mais ce système n'est pas sans inconvénient puisqu'il y a un doute pour les valeurs extrêmes du déphasage. Cet inconvénient est pratiquement éliminé par l'adjonction de deux bascules JK (B_7 et B_8) **(fig. 16 et 17)** en sortie des comparateurs d'entrée. L'affichage va dans ce cas de 0 à 360°, mais il est nécessaire de doubler les constantes τ_1 et τ_2. La première phase de la conversion doit alors être égale à 3 600 périodes d'horloge.

Suivant le positionnement du signal RAZ fin de conversion par rapport aux signaux d'entrées, la valeur affichée de l'angle est φ ou $2\pi - \varphi$ et la lecture risque d'être difficile. Pour remédier à cela, il faut que cette RAZ soit synchrone de l'un des deux signaux, c'est le rôle de la bascule B_9 de la **figure 16.**

Quelques mots concernant les comparateurs d'entrées. Dans un but de simplification, de simples amplificateurs opérationnels sont employés mais le temps de basculement est trop long pour permettre un fonctionnement correct aux fréquences élevées. L'emploi de comparateurs rapides est préférable.

Le signal en sortie des comparateurs doit avoir un rapport cyclique de 50 % de manière impérative et ceci quelle que soit l'amplitude, la fréquence et la forme des signaux, ce qui fait que c'est peut-être l'étage le plus délicat à réaliser et à mettre au point.

Les signaux doivent être aussi exempts que possible de distorsion harmonique et avoir une vitesse de variation autour du zéro (dV/dt) aussi grande que possible.

Enfin, mesurer ou régler le rapport cyclique d'une impulsion avec précision n'est pas chose facile si on ne dispose que d'un oscilloscope conventionnel.

Au prix d'une légère modification, le phasemètre permet cette mesure. Un circuit d'interface **(fig. 18)** rend les niveaux de l'impulsion compatibles avec ceux de la logique utilisée. La première phase de la conversion analogique-numérique doit correspondre à 100 ou 1 000 périodes d'horloge (suivant la résolution souhaitée).

L. Fraisse

ELECTRONIQUE

Quels que soient...

- **vos problèmes de développement logiciel, matériel et d'intégration,**
- **votre environnement mono-, multiutilisateur ou de développement sur calculateur,**



Kontron apporte une solution cohérente et évolutive

bircepub 639

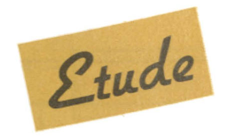
Analyse logique synchrone/asynchrone
Programmateurs universels
Développement logiciel
Emulation universelle

Comptez sur Kontron!



B.P. 99 - 6, rue des Frères Caudron
78140 Vélizy-Villacoublay -Télex : 695 673 - Tél. **(3)946.97.22**

SERVICE-LECTEURS N° 10



La chromatographie en phase gazeuse : principes et applications

Le but de la chromatographie est de pouvoir analyser un mélange inconnu, liquide ou gazeux, c'est-à-dire d'en connaître les différents constituants.

Pour ce faire, le mélange sera séparé en ses différents composants, et ceux-ci pourront être définis d'un point de vue qualitatif et quantitatif.

Il existe plusieurs procédés de séparation d'un mélange, mais le plus intéressant est celui utilisant la technique de chromatographie en phase gazeuse ; nous nous attacherons donc plus spécialement à celle-ci au cours de cet article.

Cette technique de séparation offre divers avantages tels que : possibilité de séparer des mélanges comprenant de nombreux composés ; bonne fiabilité quant à l'interprétation des résultats ; de plus, les instruments sont relativement simples à utiliser, et une automatisation des mesures est possible.

La chromatographie est un moyen très puissant d'analyse, et de plus, il est possible de coupler cette technique avec d'autres, comme par exemple la spectrométrie de masse. Ce procédé, largement utilisé, sera également étudié dans cet article.

Comme centres d'intérêt, on peut citer les domaines de la recherche et de l'industrie, avec comme applications la séparation des acides et des sucres, l'étude des résidus de pesticides, le contrôle des denrées alimentaires, l'analyse médicale, la pétrochimie avec le contrôle automatique des unités de production.



Principe

La chromatographie est un procédé de séparation des divers composants d'un mélange. Le principe repose sur le fait que les éléments constitutifs d'un mélange vont être retenus sélectivement par passage de la substance à séparer au travers d'une phase fixe, celle-ci ayant des propriétés d'adsorption.

Il existe plusieurs techniques de chromatographie, à savoir sur colonne, sur papier, sur couche mince, et en phase gazeuse.

● Pour la première d'entre elles, on utilise une colonne en verre (diamètre 2 cm, longueur 50 cm) remplie d'une matière adsorbante qui constitue la phase fixe. Le mélange dont on veut séparer les constituants est introduit en haut de colonne ; la solution va voyager dans celle-ci et les divers composants vont être retenus sélectivement par la matière adsorbante **(fig. 1)**. Si maintenant, on fait passer au travers de la colonne un solvant adéquat constituant la phase mobile, celle-ci va entraîner les divers composants qui vont sortir les uns après les autres en bout de colonne.

● En ce qui concerne la seconde technique, un papier est imprégné de matière adéquate constituant la phase stationnaire. La substance à séparer, mélangée à un solvant constituant la phase mobile, est déposée sur le bord inférieur de la feuille (quelques μg). Par capillarité, l'échantillon se meut vers le bord supérieur de la feuille et les divers constituants vont être séparés sélectivement **(fig. 2)**.

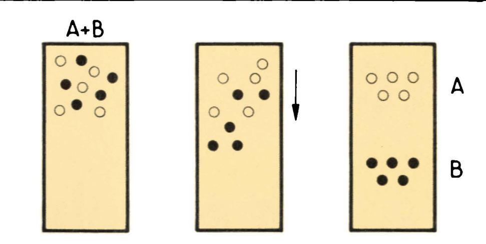


Fig. 1

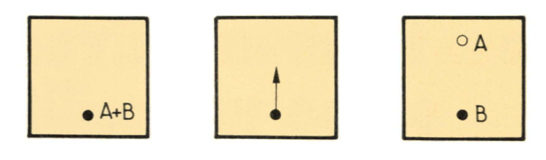


Fig. 2

● La chromatographie en couche mince est identique à la précédente, mais la phase stationnaire est ici une mince couche de silice déposée sur un support.

● Quant à la chromatographie en phase gazeuse, les éléments à séparer sont à l'état de vapeur et se déposent sélectivement le long d'une phase fixe. Ils sont entraînés par une phase mobile qui est dans ce cas un gaz inerte. Nous allons dans cet article nous intéresser plus particulièrement à cette dernière technique, qui est de loin la plus employée et la plus performante.

Constitution de l'appareil

La **figure 3** donne le schéma bloc d'un chromatographe en phase gazeuse. Le gaz, qui constitue ici la phase mobile, est dirigé vers le détecteur via un régulateur de débit, un injecteur et une colonne. Il doit présenter certaines propriétés, notamment du point de vue inertie chimique et pureté. Son choix dépend du type de détecteur ; habituellement, on utilise de l'azote, de l'hydrogène, de l'hélium ou de l'argon.

Le système d'injection est une chambre métallique creusée dans un

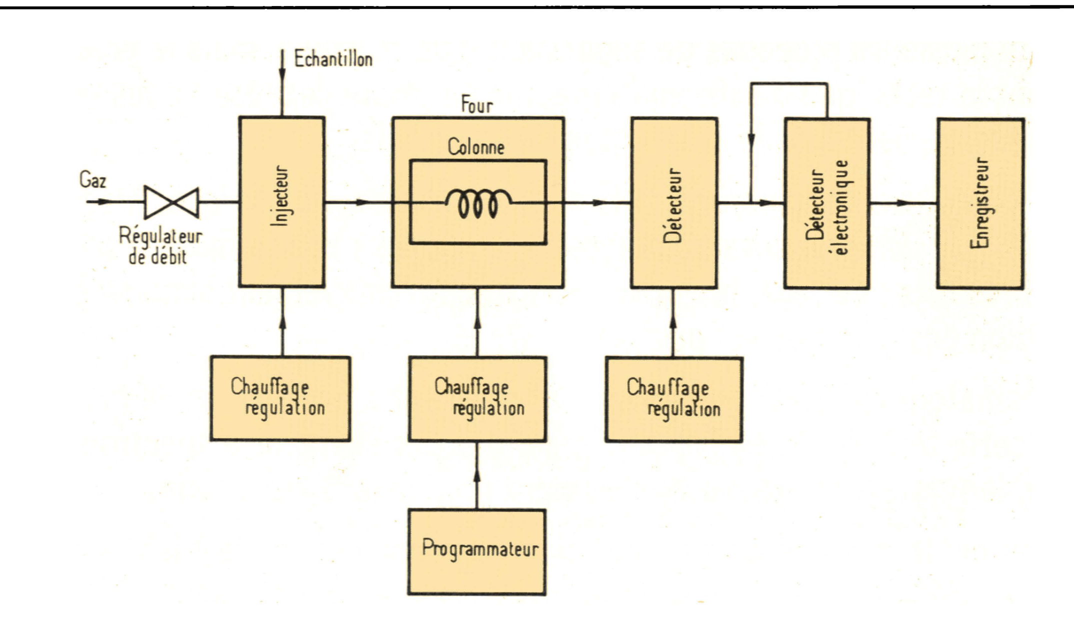


Fig. 3

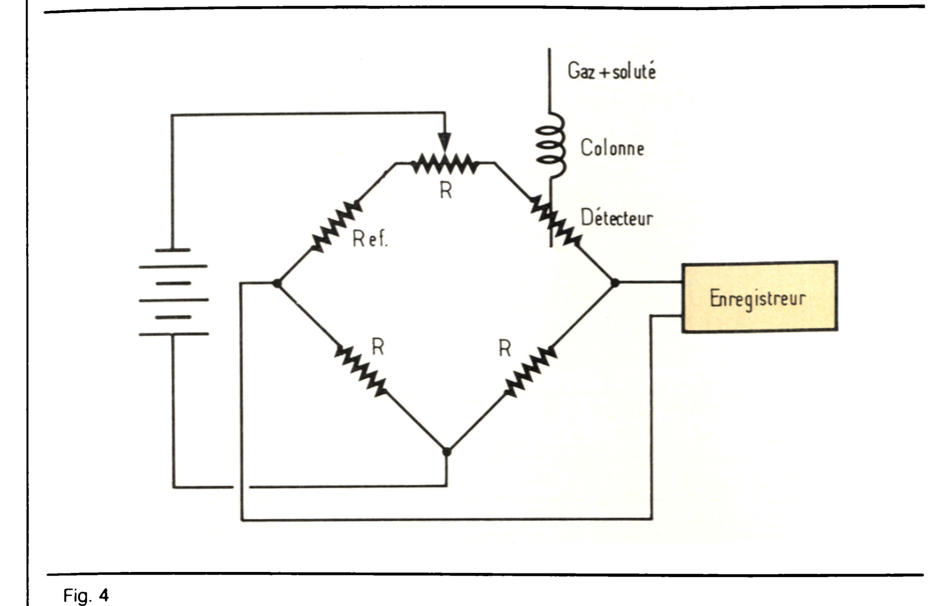


Fig. 4

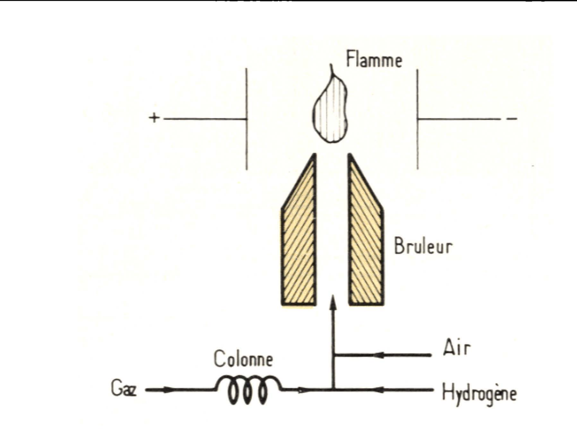


Fig. 5

bloc chauffant et sa température est choisie légèrement supérieure à celle de la colonne. L'injecteur a pour but de vaporiser instantanément (« flash évaporation »), l'échantillon lors de son introduction. Ce dernier arrive ensuite au début de la colonne chromatographique qui est constituée d'une phase stationnaire adaptée au mélange à séparer. L'échantillon sera transporté par le gaz vecteur et ses constituants vont parcourir la colonne à une vitesse qui est fonction de l'interaction entre les deux phases. Il est évident que la colonne doit être à une température voulue ; pour ce faire, elle est disposée dans un four relié à un dispositif de chauffage et de régulation. D'autre part, ce four peut soit rester à température constante pendant toute l'opération de séparation, soit voir sa température varier suivant un cycle préétabli ; ce rôle est confié au programmateur. Tous les constituants vont arriver séparés en fin de colonne pour aboutir finalement dans un détecteur également porté à température adéquate. Celui-ci transmet l'information de la présence d'un composé par un signal électrique qui sera envoyé vers une électronique et vers un enregistreur qui donnera un pic pour chaque constituant du mélange. Notons que cette électronique sera un dispositif à grande impédance d'entrée, avec un système de suppression du courant dû au bruit de fond.

Les détecteurs

Il existe plusieurs types de détecteur qui sont chacun adaptés aux produits à séparer. Comme qualités, ils doivent être sensibles, avoir une réponse stable et linéaire, ainsi qu'une bonne vitesse de réponse. Passons maintenant en revue les différents types de détecteurs existant sur le marché.

Détecteur à conductibilité thermique

Ce détecteur **(fig. 4)** est constitué d'un filament parcouru par un courant électrique ; il est placé dans un pont de *Wheatstone* et en même temps dans le flux du gaz vecteur. La résistance du filament est fonction de sa température qui dépend de la conductibilité thermique du milieu. Au passage du gaz, on ajustera le pont à l'équilibre. Le passage du gaz avec un soluté modifie les conditions thermiques, ce qui fait varier la résistance du filament et déséquilibre le pont. Cette tension sera envoyée vers un enregistreur.

Son domaine d'utilisation est quasiment universel, mais il n'est pas très sensible. Il faut veiller à maintenir les paramètres expérimentaux constants, tels que le débit du gaz et le courant filament.

Détecteur à ionisation de flamme (« FID »)

Ce type de détecteur est représenté à la **figure 5.** A l'intérieur du brûleur passent de l'air et de l'hydrogène, ce qui conduit à l'établissement d'une flamme. Celle-ci est située entre deux électrodes portées à un potentiel continu de l'ordre de 150 V, et produit un phénomène d'ionisation. Les charges ioniques seront captées par les électrodes, ce qui constitue le bruit de fond. Le brûleur est également alimenté par le gaz vecteur ; au passage d'un soluté, l'ionisation augmente fortement et le courant électrique qui en résulte est envoyé vers une électronique et un enregistreur.

Ce type de détecteur est d'un emploi assez général ; de plus il convient parfaitement pour des analyses à températures programmées, vu qu'il est insensible à des variations de température. Il est beaucoup plus sensible que le précédent et possède une bonne linéarité. Il faut veiller à la tension de polarisation qui agit sur sa sensibilité, ainsi qu'au débit des gaz.

Notons ici qu'il existe un détecteur basé sur le même principe que le « FID », appelé « détecteur thermo-ionique ». La différence réside dans le fait que l'on introduit dans la flamme un sel alcalin, dans le but d'augmenter le phénomène d'ionisation, ce qui conduit à une augmentation de sensibilité pour certains composés.

Son domaine d'application est l'analyse des composés azotés et phosphorés. A titre indicatif, il peut détecter de l'ordre de 10 pg de phosphore.

Citons également le détecteur à photométrie de flamme ; comme pour le « FID », le soluté est toujours brûlé dans une flamme **(fig. 6)**, mais la différence réside dans le fait que l'on mesure l'émission de la flamme à l'aide d'un photomultiplicateur. Pour obtenir une bonne sélectivité, on intercalera entre ce dernier et la flamme un filtre. Suivant la nature de celui-ci, ce détecteur est utilisé pour la reconnaissance des composés phosphorés ou soufrés ; on l'emploie dans l'analyse des résidus de pesticides et dans l'étude de la pollution atmosphérique.

Détecteur à captures d'électrons

Un tel détecteur **(fig. 7)** comprend une source radio-active qui émet des particules primaires de haute énergie ; cette source peut être soit du tritium, soit du nickel. Le gaz vecteur passant au travers du détecteur donnera des électrons secondaires par suite des collisions avec les particules de la source. Ces électrons seront captés par une électrode portée à un potentiel positif, d'où existence d'un courant électrique appelé « courant standard du détecteur ». Lorsque le gaz contient un échantillon ayant une structure électrophile, ce dernier va réagir avec les électrons et s'ioniser négativement. On aura donc une diminution du nombre d'électrons captés, d'où une diminution du courant proportionnelle à la quantité de substance à analyser.

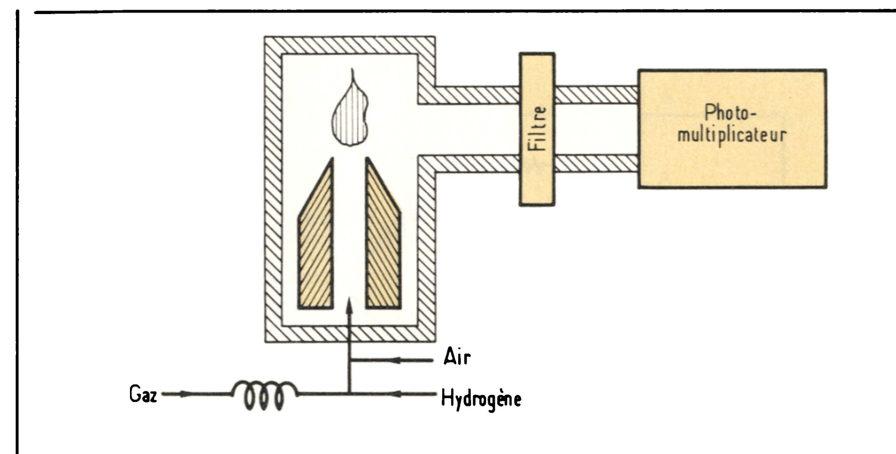


Fig. 6

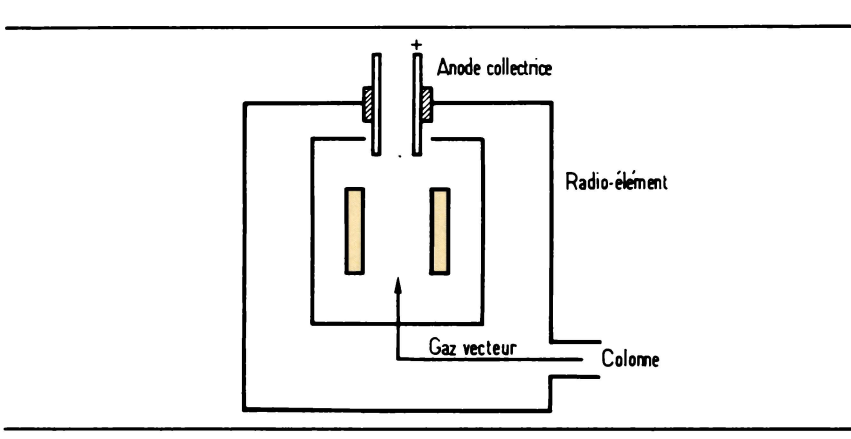


Fig. 7

Notons que l'on a ici un détecteur sélectif, puisqu'il ne répond qu'aux solutés capteurs d'électrons. Sa sensibilité est bonne et comme utilisation importante, on peut citer l'analyse des pesticides.

Les colonnes chromatographiques

La colonne chromatographique est destinée à séparer les composés d'un mélange ; son choix est de la plus grande importance, puisque de celui-

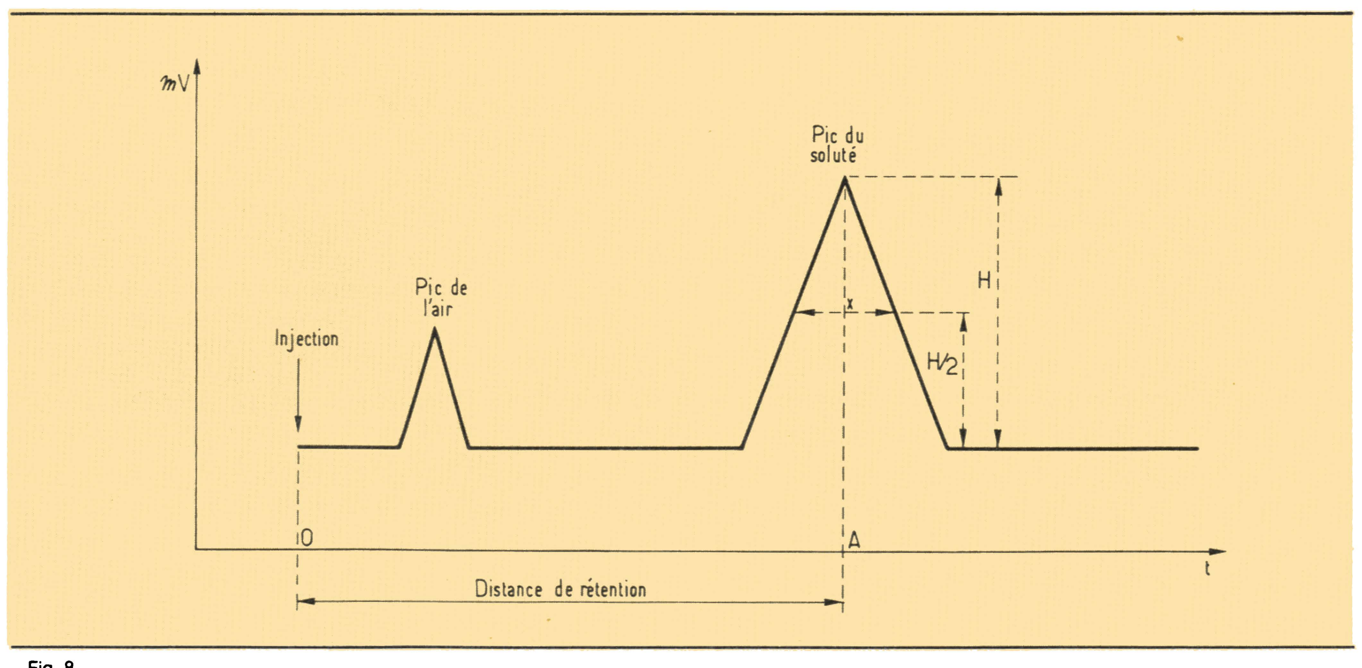


Fig. 8

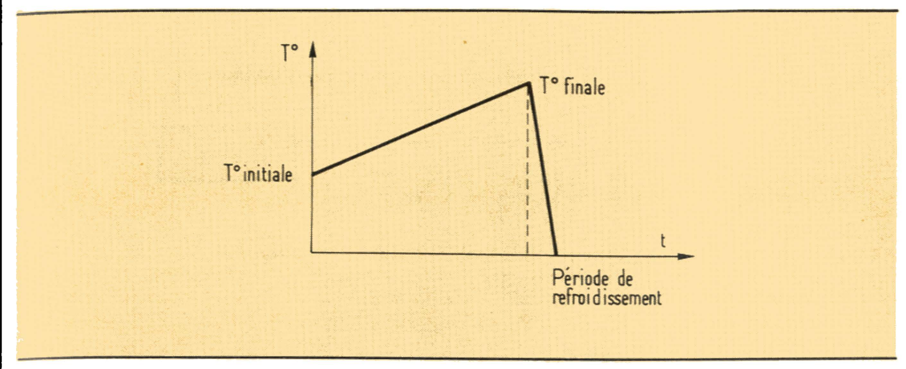


Fig. 9

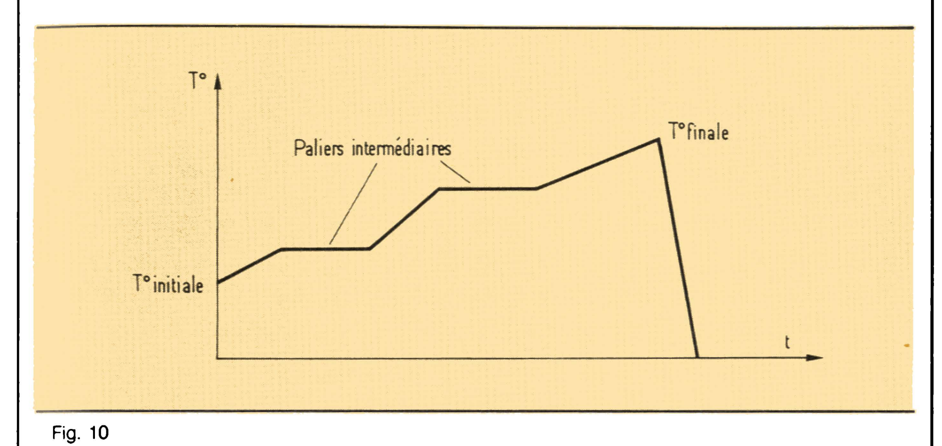


Fig. 10

ci déprendra la qualité de la séparation.

Nous ne pouvons dans le cadre de cette revue examiner en détail tout ce qui a rapport aux colonnes chromatographiques, mais il est néanmoins intéressant de dire quelques mots sur les différents types existants et leurs particularités.

On peut d'abord citer les colonnes à remplissage qui sont constituées d'un tube, dont le diamètre intérieur est de quelques millimètres et dont la longueur peut aller jusqu'à plusieurs mètres. Elles sont généralement enroulées en hélice de manière à les adapter à la géométrie du four. Le matériau constituant la colonne doit présenter une inertie chimique vis-à-vis des composés à séparer ; on utilise habituellement de l'acier inoxydable ou du verre. Ce tube creux sera rempli avec une phase stationnaire adaptée aux composés à analyser ; elle se présente sous forme de poudre, de granulométrie adéquate. Cette poudre sera maintenue dans la colonne par un support qui doit présenter une surface d'échange optimale entre la phase mobile et la phase stationnaire.

Les qualités auxquelles doivent répondre les phases stationnaires sont principalement l'inertie chimique pour les solutés à séparer, la stabilité thermique et la pureté.

Dans le cas où il faut séparer un mélange totalement inconnu, le choix de la phase stationnaire s'avère très difficile, d'autant plus qu'il en existe un nombre considérable. Néanmoins, ce choix est facilité en consultant certaines tables donnant le classement des phases stationnaires en fonction de leurs polarités. Cette classification est due à Rohrschneider.

Il existe un autre type de colonne appelée colonne capillaire, qui est constituée d'un tube d'environ 0,5 mm de diamètre et dont la longueur peut aller jusqu'à plus de 100 mètres. Dans ce type de colonne, la phase stationnaire est constituée par une mince couche (0,5 μm) répartie le long de la paroi interne du tube. Ces colonnes présentent le grand avantage d'avoir un pouvoir de séparation élevé ; certains mélanges qu'on ne peut séparer avec des colonnes à remplissage, donneront de très bons résultats sur des colonnes capillaires.

Critères d'analyses

Soit une solution contenant un seul composé ; on va obtenir sur l'enregistreur un chromatogramme identique à la **figure 8**. Nous constatons qu'après l'injection, il y a d'abord le pic dû à l'air, puis, celui correspondant au soluté.

Directement après l'injection, on pourrait aussi trouver un pic dû au solvant contenant l'échantillon. Il est possible avec ce chromatogramme de connaître le temps mis par l'échantillon pour parcourir la colonne chromatographique ; ce temps est appelé temps de rétention T_R. En mesurant la distance OA sur un papier, et en connaissant la vitesse V de déroulement de celui-ci, on peut écrire :

$T_R = OA/V$

De plus, si on a une mesure du débit du gaz vecteur (D) en sortie de colonne, on peut déterminer le volume de rétention V_R :

$V_R = D \cdot T_R$

De l'examen d'un chromatogramme, il est possible d'effectuer une analyse quantitative. En effet, la masse de composés est proportionnelle à l'aire du pic et à un terme qui dépend de la sensibilité du détecteur, du gain de l'électronique associée et de la sensibilité de l'enregistreur.

La mesure de l'aire du pic est relativement facile s'il correspond à une courbe de Gauss ; dans ce cas, l'aire est donnée par la hauteur H du pic multipliée par sa largeur à mi-hauteur **(fig. 8)**.

Il est également possible de connaître la masse d'un soluté en effectuant le produit de la distance de rétention par la hauteur du pic et par un coefficient de proportionnalité.

On comprendra facilement que des erreurs de mesure seront commises pour des pics non symétriques ou encore si la ligne de base a subi une dérive et n'est plus de ce fait horizontale. De plus, s'il faut examiner un grand nombre de chromatogrammes, on imagine de suite le temps mis pour faire ces calculs.

Pour ces différentes raisons, il est préférable d'employer un intégrateur électronique qui repose sur deux principes, à savoir la détection de seuil ou la détection de pente. Dans le premier cas, on a un déclenchement de l'intégrateur dès que le signal quitte la ligne de base. Malgré un seuil fixé par l'opérateur, ce système pose des problèmes si on a une ligne de base qui dérive, à cause par exemple d'un bruit de fond augmentant en cours d'analyse. Dans le second cas, l'intégrateur entre en action quand la pente de la courbe atteint une certaine valeur choisie d'avance. Cet appareil évite l'inconvénient du précédent et de plus,

il peut donner le temps de rétention par le changement de la pente positive en pente négative.

Un tel système peut être couplé à un ordinateur qui peut sortir des résultats tels que le temps de rétention, la surface, et des pourcentages en poids par exemple.

Il est aussi possible en chromatographie d'effectuer une analyse qualitative, c'est-à-dire d'identifier les composés correspondants à chaque pic du chromatogramme.

Le problème de la reconnaissance des pics peut être très ardu dans le cas d'un mélange totalement inconnu ; examinons succinctement quelques méthodes d'identification.

On peut en premier lieu utiliser les valeurs du temps de rétention ; en effet, ce dernier est caractéristique pour chaque élément, et est donc identique pour des conditions identiques d'analyse. On peut comparer les temps de rétention d'un échantillon et d'une solution témoin.

Une autre méthode est d'utiliser plusieurs détecteurs ; en effet, nous avons vu que certains d'entre eux étant sélectifs, l'analyse avec aux moins deux détecteurs de sélectivité différente est un moyen d'identification. Par exemple, un essai sur un détecteur « FID » et thermo-ionique met en évidence des composés phosphorés ou azotés ; un essai avec un « FID » et un détecteur à captures d'électrons donnera des pics correspondant à des groupements électrophiles.

Lors de l'identification des pics, il faut prendre certaines précautions ; il est nécessaire d'effectuer l'analyse sur deux colonnes différentes pour pouvoir confirmer les résultats, il faut également rechercher les conditions optimales d'analyse (températures injecteur et détecteur, débits des gaz, sensibilité de l'électronique, etc.). D'autre part, il faut tenir compte qu'un pic peut provenir de plusieurs composés qui ont été captés en même temps ; dans ce cas, il faudra effectuer un couplage du chromatographe avec d'autres techniques, comme par exemple la spectrométrie visible et ultraviolet, la résonance magnétique nucléaire, la spectrométrie infrarouge ou encore la spectrométrie de masse. Le couplage des techniques de chromatographie et de spectrométrie de masse (« couplage GCMS) ») sera vu plus en détail à la fin de cet article.

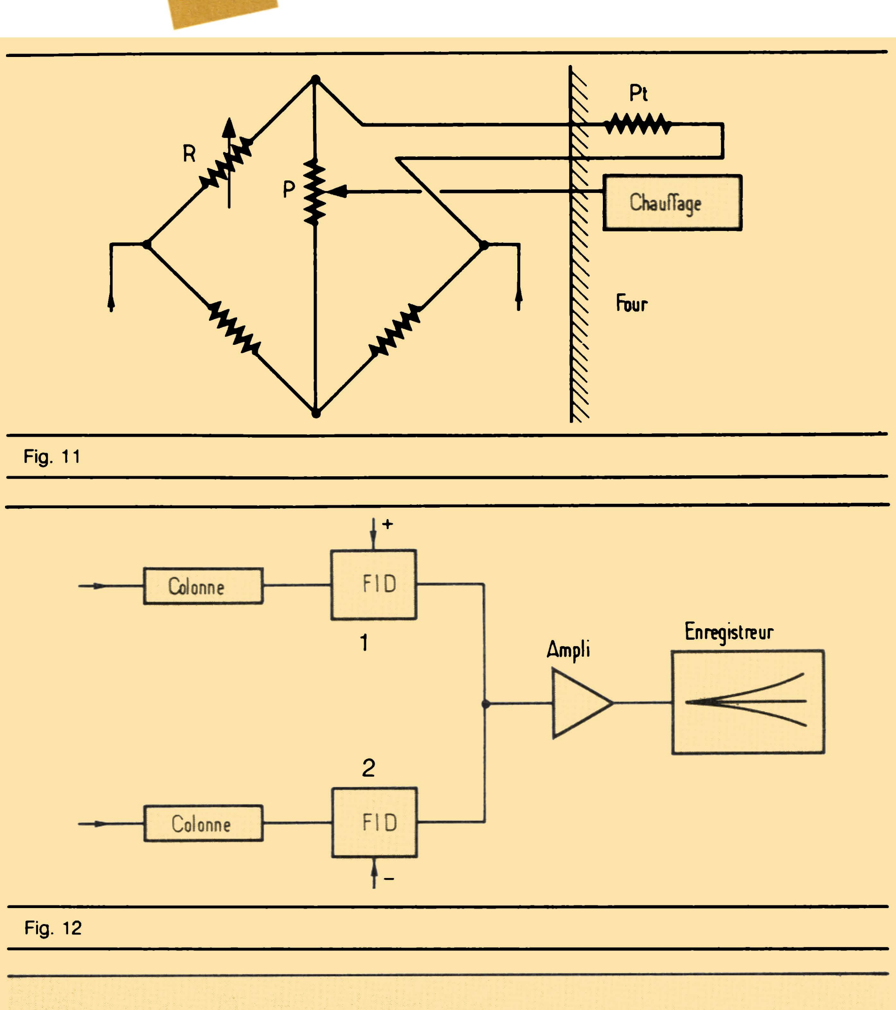


Fig. 11

Fig. 12

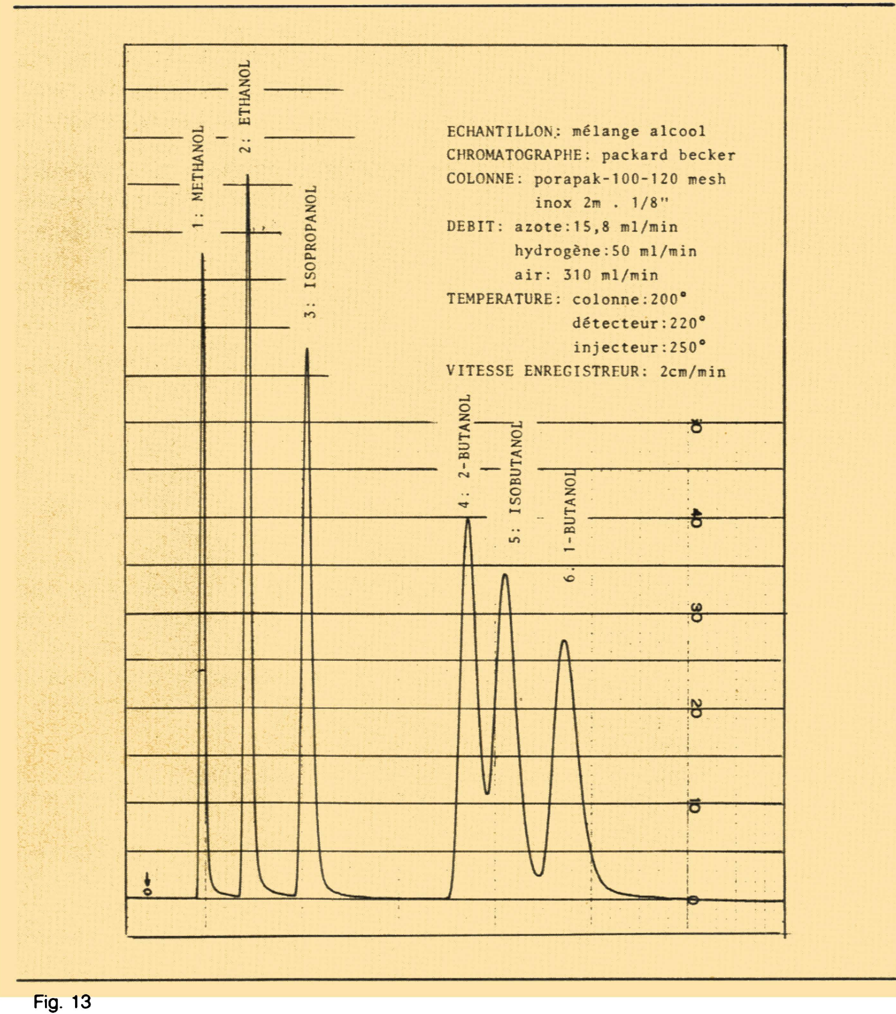


Fig. 13

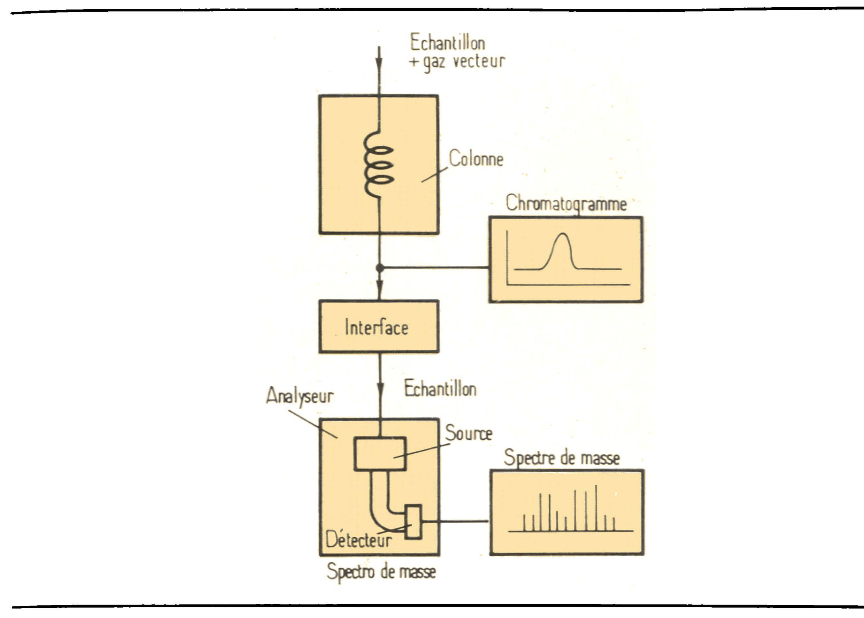


Fig. 14

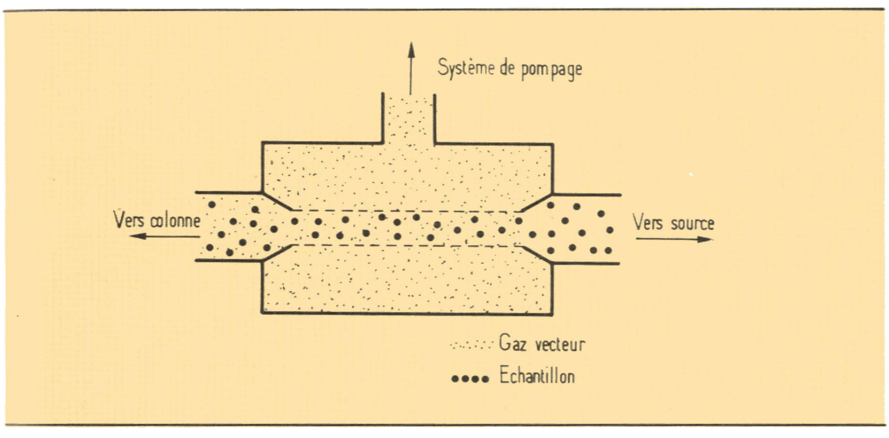


Fig. 15

Pour en terminer avec ce chapitre, examinons un critère d'analyse de la plus haute importance, à savoir la température.

La température du four, et donc du détecteur, peut rester constante pendant tout le temps que dure l'analyse. Cette méthode convient parfaitement pour un échantillon comprenant un nombre limité de composés ne se distinguant pas trop du point de vue température d'ébullition. Si ces composés sont fort éloignés les uns des autres pour chaque soluté, il sera nécessaire de faire plusieurs analyses à des températures différentes, ceci afin de faire sortir tous les composés. On voit immédiatement ici l'inconvénient d'une analyse à température isotherme ; c'est la raison pour laquelle on travaille généralement à température programmée. On peut avoir une programmation linéaire ou multi-linéaire. Dans le premier cas, on choisit les températures initiale et finale, ainsi que la vitesse de montée en degrés C/mn **(fig. 9)**.

Dans le cas d'une programmation multi-linéaire, il est possible d'arrêter un certain temps la montée en température et d'obtenir ainsi plusieurs paliers en cours d'analyse. Avec une telle méthode, on obtient un chromatogramme comportant des pics symétriques et d'égales largeurs **(fig. 10)**. La **figure 11** montre le principe de la programmation de température ; le programmateur prend place dans un pont de *Wheatstone* dans lequel deux branches sont variables. Une branche contient l'élément de mesure de température (platine) et l'autre branche contient la résistance R de présélection de la température. S'il n'y a pas équilibre, le dispositif de chauffage est alimenté.

Un autre point ayant rapport avec la température est le problème du bruit de fond ; en effet, lorsqu'on monte en température, on peut avoir une décomposition lente de la phase stationnaire, ce qui sensibilise le détecteur. Cela se traduit sur le chromatogramme par une dérive de la ligne de base, ce qui gêne considérablement l'analyse. On évite ce phénomène en utilisant deux colonnes avec deux détecteurs montés de manière différentielle **(fig. 12)**. La dérive positive de la ligne de base du détecteur « 1 » est compensée par la dérive négative du détecteur « 2 » ; au total, on obtiendra une ligne de base à peu près horizontale.

La **figure 13** montre un exemple de chromatogramme. Il s'agit d'un mélange d'alcool dont les composés sont : pic 1 : méthanol ; pic 2 : éthanol ; pic 3 : isopropanol ; pic 4 : 2-butanol ; pic 5 : isobutanol ; pic 6 : 1-butanol.

Couplage G.C.M.S.

Par couplage GCMS, on entend le couplage entre un chromatographe en phase gazeuse et un spectromètre de masse ; cette technique est un des moyens les plus puissants qui nous est offert pour la séparation et l'identification des composés d'un mélange. On comprend l'intérêt de cette méthode, puisqu'en chromatographie en phase gazeuse, plusieurs composés peuvent être pris en compte en même temps. Cela se traduit sur le chroma-

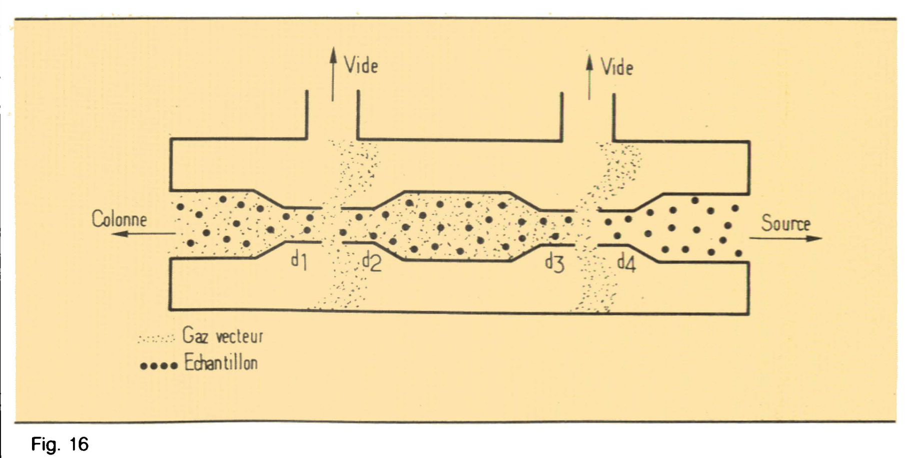


Fig. 16

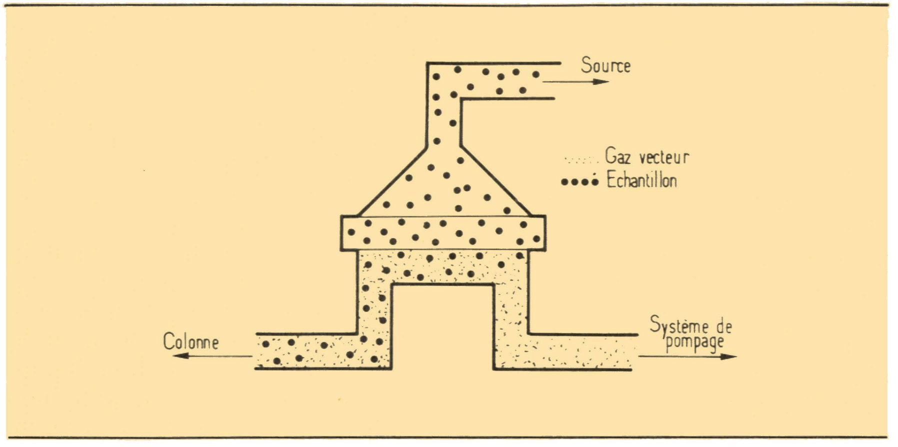


Fig. 17

togramme par un seul pic correspondant à l'ensemble de ces composés. Pour obtenir une séparation complète, les composés arrivant en sortie de colonne seront dirigés vers un spectromètre de masse qui séparera les différents solutés **(fig. 14)**.

La principale difficulté pour coupler ces deux techniques a été la mise au point de l'interface entre le chromatographe et le spectromètre ; il a pour but de bloquer le gaz vecteur sortant de la colonne tout en laissant passer l'échantillon vers la source du spectromètre.

Il existe plusieurs types de séparateurs dont la **figure 15** donne un premier exemple qui est un séparateur *Watson-Biemann*. Il consiste en un tube dont la nature est de porosité ultra-fine, enfermé dans une enveloppe reliée à un système de pompage. Les effluents gazeux se partagent en deux courants dont l'un passe à travers le tube pour être finalement pompé, et dont l'autre se dirige vers le spectromètre de masse. La **figure 16** montre un « Jet séparateur ». Le principe repose sur les différents degrés de diffusion des gaz quand ceux-ci passent à travers une restriction. Quand le gaz porteur avec l'échantillon arrive à la restriction « d_1 », il y a une explosion du gaz porteur vers le système de vide, tandis que l'échantillon se dirige vers la source du spectromètre de masse.

On améliore le processus en effectuant une deuxième séparation entre les restrictions « d_3 » et « d_4 ».

Un dernier type de séparateur est montré à la **figure 17**, qui est un dispositif à membrane. Dans ce cas, il y a une diffusion préférentielle des échantillons gazeux à travers une membrane semi-perméable, tandis que le gaz porteur continue sa course vers un système de pompage.

M. Lacroix



Les systèmes d'acquisition de données

Les systèmes d'acquisition de données et de conversion sont utilisés dans les domaines les plus divers, notamment dans les applications industrielles, médicales, spatiales, etc. Ils constituent le plus fréquemment des interfaces avec des ordinateurs ou avec des dispositifs d'enregistrement. Leurs principales caractéristiques sont la vitesse et la précision des mesures effectuées, le nombre de canaux échantillonnés et leur isolement.

La structure d'ensemble d'un système d'acquisition de données à n canaux d'entrée est représentée à la figure 1. On y trouve :
- un capteur spécifique à chaque entrée suivant la grandeur physique à mesurer,
- un préamplificateur différentiel d'entrée propre à chacun des n canaux,
- une cellule de filtrage,
- un étage de multiplexage comportant également y voies groupées par 8 ou 16,
- un amplificateur du type « échantillonneur-bloqueur » (« S/H »),
- le convertisseur analogique-digital proprement dit (« ADC »),
- le dispositif de contrôle permettant la sélection d'une voie déterminée, la commande d'échantillonnage puis la conversion, le transfert du produit de la digitalisation vers un calculateur par exemple.

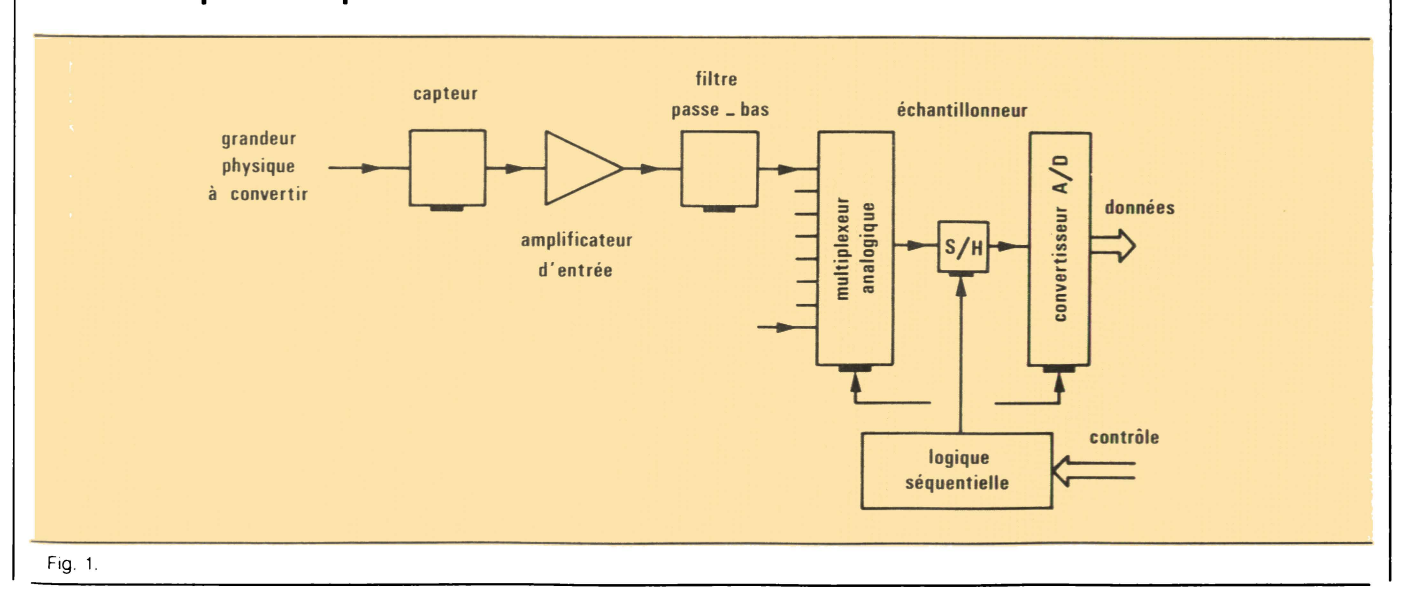


Fig. 1.



Le capteur

Le capteur est le premier élément de la chaîne d'acquisition. Il est chargé de la conversion en un signal exploitable, suivant une loi connue S = f(E), de toute quantité, propriété ou condition physique que l'on désire déterminer.

De ses propriétés dépendent essentiellement :

– la précision ultime de la chaîne de mesure,

– la complexité des circuits associés chargés de la transmission du signal.

Pour établir un choix correct d'un capteur particulier, il convient de connaître, outre sa nature et son principe physique de fonctionnement, quelques spécifications techniques d'emploi. Certaines d'entre elles ont une répercussion immédiate sur la qualité et la conception de la chaîne de mesure. Nous retenons :

● L'étendue de mesure. L'amplitude du signal applicable à l'entrée du capteur est limitée. En effet, la limite supérieure provient soit d'un risque de détérioration, soit de l'apparition d'une distorsion du signal transmis. La limite inférieure est fixée par l'importance relative du bruit et l'existence éventuelle d'un seuil provenant de la construction même du dispositif.

● La constante de temps. C'est une caractéristique importante car certains capteurs sont très lents.

● L'impédance d'entrée. La présence du capteur ne doit pas entraîner de modification appréciable de la grandeur mesurée. Cela exige que son impédance d'entrée soit appropriée à l'impédance interne de la source. Cette adaptation dépend de la façon dont le capteur est introduit dans le système :

– capteur de variable extensive (force, pression, tension...) : impédance d'entrée élevée,

– capteur de variable intensive (vitesse, flux, intensité...) : impédance d'entrée faible.

● La fonction de transfert : c'est la courbe de l'amplitude du signal de sortie en fonction de l'amplitude du paramètre d'entrée.

● Le pouvoir de résolution : il désigne la plus petite variation du paramètre d'entrée qui donne lieu à une variation mesurable du signal de sortie.

● La fidélité. C'est l'aptitude du capteur à reproduire consécutivement le résultat correspondant à une même mesure dans des conditions identiques de fonctionnement et d'ambiance.

● La stabilité. C'est l'aptitude du capteur à conserver ses performances à long terme.

● Le niveau de sortie. Dans de nombreux cas, le niveau énergétique du signal de sortie d'un capteur est très faible et celui-ci doit être immédiatement suivi d'un amplificateur.

Les principaux phénomènes physiques utilisés

On distingue tout d'abord des phénomènes physiques générateurs de tension électrique.

● *Effet piézo-électrique :* si un quartz, taillé suivant certains axes, est soumis à l'action d'une force qui tend à le déformer, on peut recueillir des charges électriques sur des armatures métaliques convenablement disposées.

● *Effet thermoélectrique :* la soudure de deux métaux différents, en général le fer et le constantan, est le siège d'une force électromotrice sensiblement proportionnelle à l'élévation de température ΔT.

● *Effet photoélectrique :* une énergie lumineuse frappant une couche photosensible provoque la libération d'une certaine quantité d'électrons que l'on recueille sur un collecteur (cellule photoémissive). Dans le tube photomultiplicateur, ce faible courant d'électrons est amplifié par émissions secondaires sur des anodes dont le potentiel va en croissant.

A ces effets physiques fondamentaux parmi les plus couramment utilisés pour les capteurs, il faut ajouter l'utilisation d'éléments passifs variables en fonction d'une action particulière (résistance, self-induction, capacité...).

Le préamplificateur d'entrée

Le préamplificateur d'entrée, propre à chaque canal doit être conçu de façon à pouvoir remplir les fonctions suivantes :

● Assurer la protection du système

Il s'agit là, semble-t-il, de la fonction la plus importante du préamplificateur et elle justifie sa présence, même lorsque le gain est unitaire. En effet, les étages de multiplexage et de conversion qui suivent **(fig. 1)** sont généralement des éléments à structure MOS, protégés des signaux parasites dont les amplitudes n'excèdent guère 15 V (selon les types, cette valeur peut être supérieure et atteindre 35 V par exemple). Cependant, lorsque les distances entre les capteurs proprement dits et le système d'échantillonnage sont importantes, des signaux parasites permanents ou se présentant sous forme de transitoires, d'amplitudes nettement supérieures à 15 V, peuvent apparaître et endommager l'ensemble du système de multiplexage, voire le convertisseur lui-même. Pour éviter cela, les préamplificateurs seront de préférence du type à isolation galvanique, de sorte qu'une perturbation ou une tension de mode commun trop élevée ne puissent endommager le système.

● Assurer une adaptation d'impédance

Le dispositif de multiplexage proprement dit opère à des cadences de l'ordre de 100 kHz, voire plus. Par conséquent, l'impédance de la ligne de transmission directement connectée à ce dispositif introduira une erreur dans la scrutation et ce, d'autant plus que cette ligne est plus longue. D'autre part, lorsque des signaux de mode commun doivent être pris en considération, ce qui est souvent le cas, le premier étage de multiplexage doit opérer selon le mode différentiel si des préamplificateurs d'entrée ne sont pas prévus : chaque interrupteur doit alors être dédoublé. La présence de préamplificateurs d'entrée permet d'éliminer ces deux désavantages : la bande passante utile des préamplificateurs est nettement inférieure à la cadence de scrutation, et, d'autre part, comme ils sont du type différentiel, ils assurent la réjection des signaux de mode commun. Il s'ensuit que l'impédance de source vue par les multiplexeurs est très faible et est définie par l'impédance de sortie du préamplificateur ; par ailleurs, ils peuvent être utilisés selon le mode dit « single ended », c'est-à-dire que chaque voie ne devra comporter qu'un seul interrupteur car le multiplexage ne sera pas différentiel, d'où l'avantage économique.

● Fixer la bande passante

Il s'agit d'opérer de façon à ce que les techniques de l'échantillonnage soient applicables.

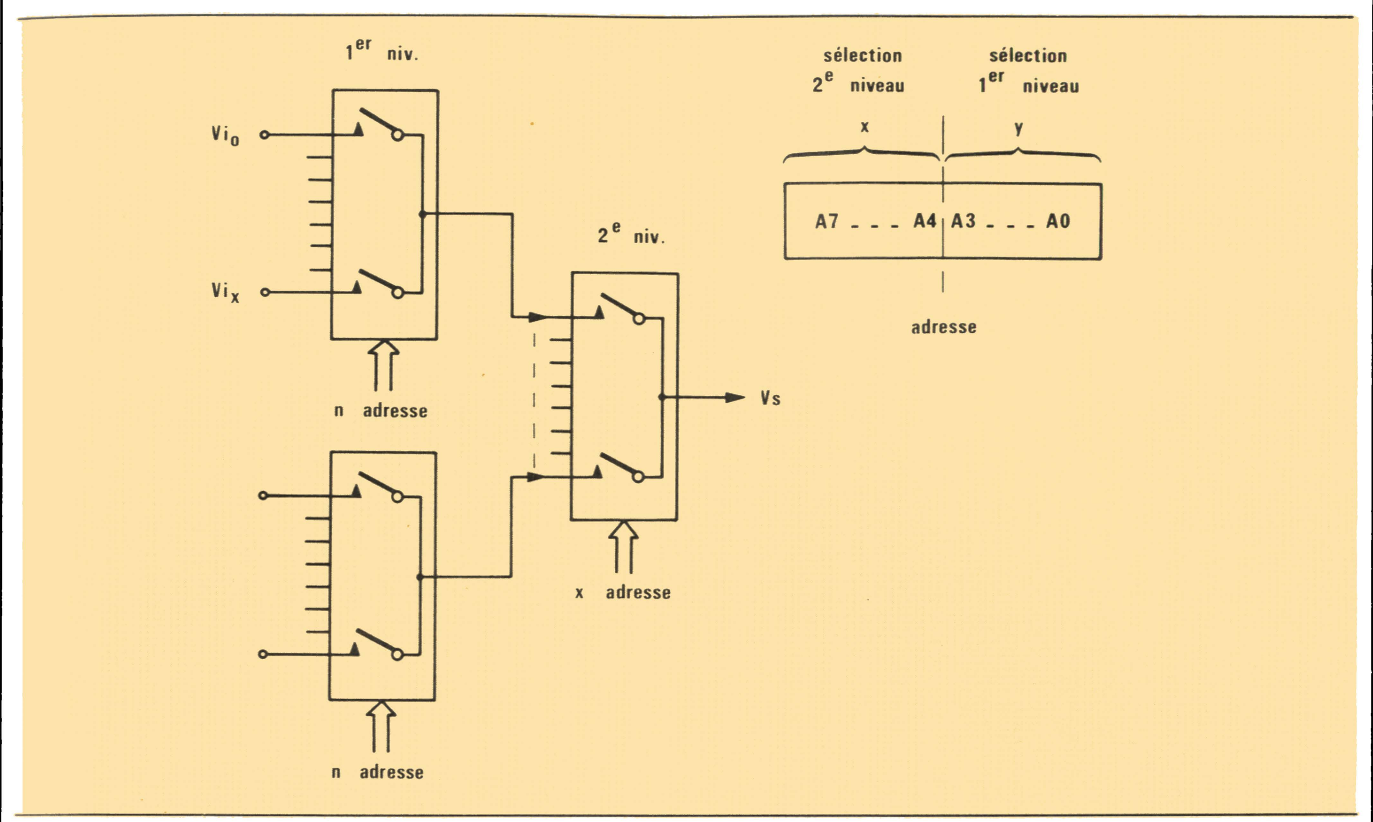


Fig. 2.

● **Amplifier les signaux différentiels utiles**

Cette amplification doit se faire avec la précision adéquate, de sorte qu'à pleine gamme, les multiplexeurs et les convertisseurs opèrent à des niveaux de ± 5 V ± 10 V qui sont les valeurs usuelles.

● **Assurer la réjection des signaux de mode commun**

Il faut que ces derniers donnent lieu à une erreur relative ϵ vérifiant :

$$\left|\frac{V_{CM}}{CMRR}\right| \leqslant \left|\epsilon \times FS\right| \text{, ou}$$

$$\left|\frac{V_{CM}}{CMRR}\right| \leqslant \left|\epsilon \times \frac{(A.FS)}{A}\right|$$

où :

– FS représente la pleine échelle à l'entrée, pour les signaux différentiels ;

– A est le gain différentiel, de sorte que A.FS soit de l'ordre de ± 10 V ;

– V_{CM} est le signal de mode commun maximal, de l'ordre de ± 10 V également ;

– CMRR est le taux de réjection en mode commun qui vaut donc au moins :

$$CMRR_{min} \simeq \frac{A}{\epsilon}$$

soit :

$$20 \log_{10} \left|\frac{A}{\epsilon}\right| \text{ (en dB).}$$

Pour A = 1 et $\epsilon = 10^{-4}$, le CMRR doit donc être supérieur à 80 dB, valeur relativement aisée à obtenir. Cependant, il existe bien des cas particuliers où le gain est nettement plus élevé, surtout lorsque des capteurs sont directement reliés au système d'acquisition. Dans ce cas, on est amené à utiliser des circuits d'entrée nettement plus sophistiqués, du type à anneau de garde par exemple, et des amplificateurs plus performants en ce qui concerne certaines caractéristiques (bruit, dérives, linéarité...).

Les filtres

Il est évident que les signaux analogiques doivent avoir une amplitude limitée à ± FS. De plus, il s'agit d'un système qui procède par échantillonnage et le théorème fondamental suivant doit être vérifié :

« Pour que le message contenu dans un signal soit récupérable après échantillonnage, il faut que ce dernier opère à une cadence au moins double de la composante fréquentielle la plus élevée du signal. »

Ainsi, si la cadence de scrutation vaut 1/T et le nombre de canaux distincts n, les signaux d'entrée ayant tous un spectre fréquentiel limité à f_{max}, cela conduit à la condition :

$$n f_{max} < \frac{1}{2\,T}$$

en admettant que les n canaux soient tous échantillonnés séquentiellement sur une période nT.

Exemple : pour 1/T = 100 kHz et n = 256, les spectres fréquentiels des signaux d'entrée doivent être limités à :

$$f_{max} \leqslant \frac{100 \text{ kHz}}{2 \times 256} \simeq 200 \text{ Hz}$$

Pratiquement, les signaux auront des spectres fréquentiels très différents, de sorte que ceux qui ont les spectres les plus larges doivent être échantillonnés plus souvent que ceux dont le spectre est très limité. Considérons par exemple que les signaux puissent être subdivisés en trois groupes : n_1, n_2, n_3, ayant des spectres limités à f_{1max}, f_{2max} et f_{3max}, respectivement avec $n_1 + n_2 + n_3 = n$, $f_{1max} < f_{2max} < f_{3max}$. Toujours en considérant une scrutation séquentielle, cela équivaut à échantillonner :

$$n^* = n_1 + \frac{f_{2max}}{f_{1max}} \cdot n_2 + \frac{f_{3max}}{f_{1max}} \cdot n_3,$$

canaux dont les signaux ont un spectre limité à f_{1max}. Autrement dit, sur une période n^* T, chaque voie du groupe n_1 sera échantillonnée une

fois, chaque voie du groupe n_2 sera échantillonnée f_{2max}/f_{1max} fois et chaque voie du groupe n_3 sera échantillonnée f_{3max}/f_{1max} fois.

Exemple : pour une cadence 1/T = 100 kHz, $n_1 = 100$, $n_2 = 100$ et $n_3 = 56$, de sorte que $n_1 + n_2 + n_3 = 256$ d'une part et avec :

$$\frac{f_{2max}}{f_{1max}} = 10 \text{ et } \frac{f_{3max}}{f_{1max}} = 100,$$

on obtient :

$$f_{1max} < \frac{100 \text{ kHz}}{2\,(100 + 1\,000 + 5\,600)} \leqslant 8 \text{ Hz}$$

$f_{2max} < 80$ Hz, et

$f_{3max} < 800$ Hz

En conclusion, on voit que des filtres d'entrée doivent être introduits à l'entrée de chaque voie pour limiter les spectres fréquentiels et également pour atténuer les signaux parasites susceptibles d'être captés dans les câbles d'amenée du signal utile. Par ailleurs, il est clair que cette limitation conduit à augmenter la cadence de scrutation au fur et à mesure que le nombre de voies à scruter est plus élevé.

Le multiplexeur analogique

Un multiplexeur de tensions analogiques doit présenter sur son unique sortie l'une des N tensions appliquées à ces N entrées. Cette transmission s'effectue avec une certaine qualité et la voie à sélectionner est désignée au moyen d'une adresse binaire. Un multiplexeur analogique est donc constitué de la manière suivante : un ensemble de N interrupteurs, électromécaniques (lents) ou électroniques, qui sont reliés à un même point (la sortie) à la suite duquel un amplificateur d'adaptation peut être éventuellement placé.

Caractéristiques des multiplexeurs

Un multiplexeur analogique présente donc des caractéristiques qui sont essentiellement déterminées par les interrupteurs et l'amplificateur A :

– la linéarité du rapport V_S/V_e (tension de sortie sur tension d'entrée) en fonction de l'amplitude de ces signaux,

– la précision du gain V_S/V_e,

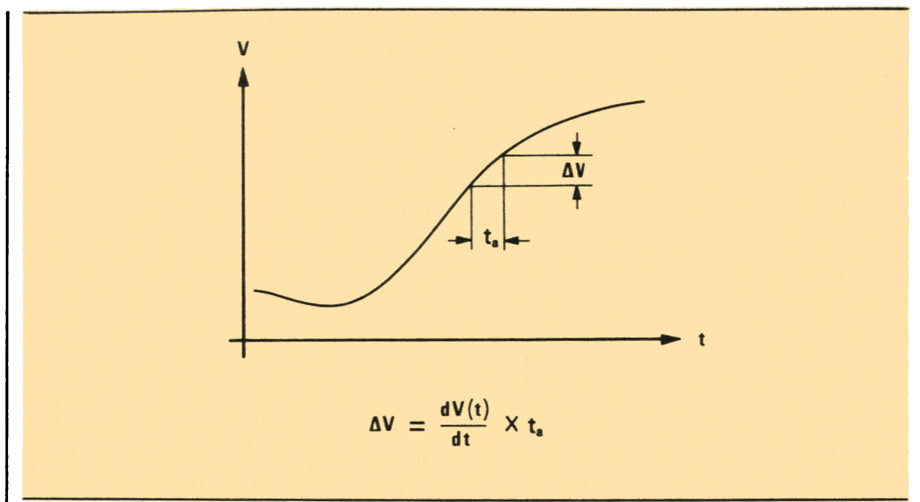


Fig. 3.

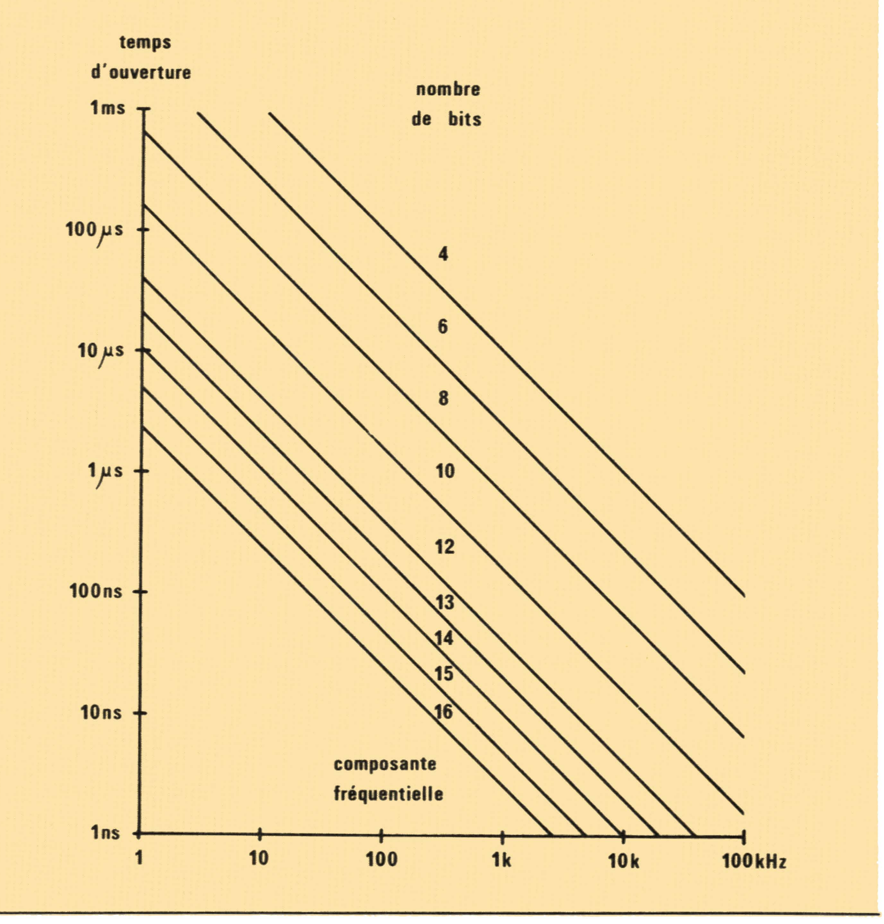


Fig. 4.

– la tension de décalage V_{os} présente en sortie, lorsque toutes les entrées sont au potentiel de référence,

– le coefficient de température de V_{os} : $\Delta V_{os}/\Delta T$,

– la vitesse de balayage en sortie : $\Delta V_S/t$ (en V/µs),

– le temps de réponse pour que la tension de sortie passe de la valeur $-V_{max}$ à $+V_{max}$ avec une précision donnée,

– la réjection du mode commun (en montage différentiel),

– le courant d'entrée et la résistance série présentée par un interrupteur à l'état passant (ON),

– l'impédance d'entrée, ou le courant de fuite, pour un interrupteur à l'état bloqué (OFF),

– l'isolement entrée-sortie procuré par voie bloquée (« cross channel coupling », « crosstalk », « OFF isola-

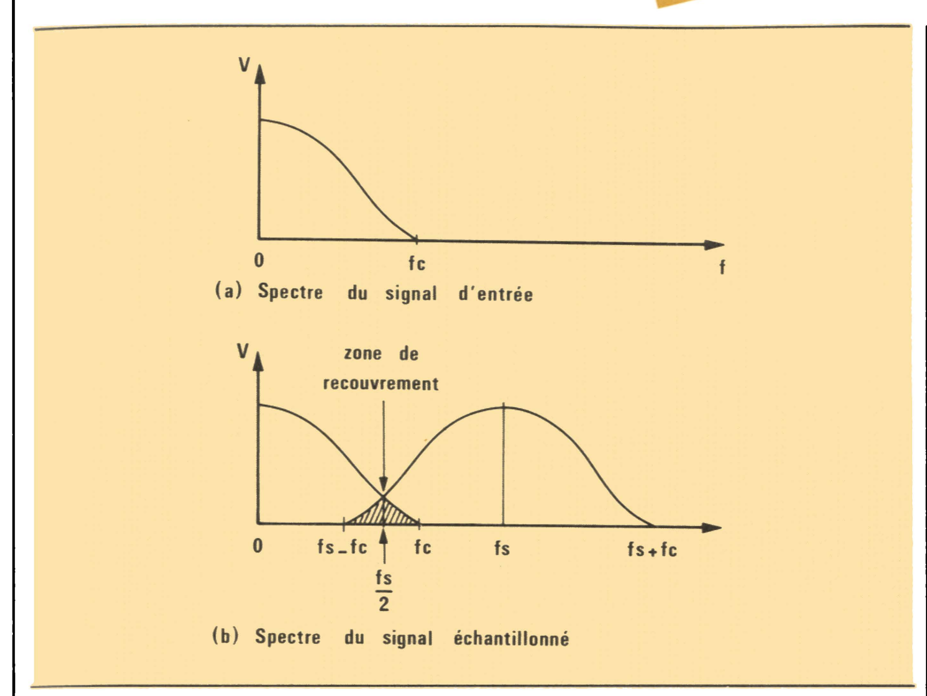


Fig. 5.

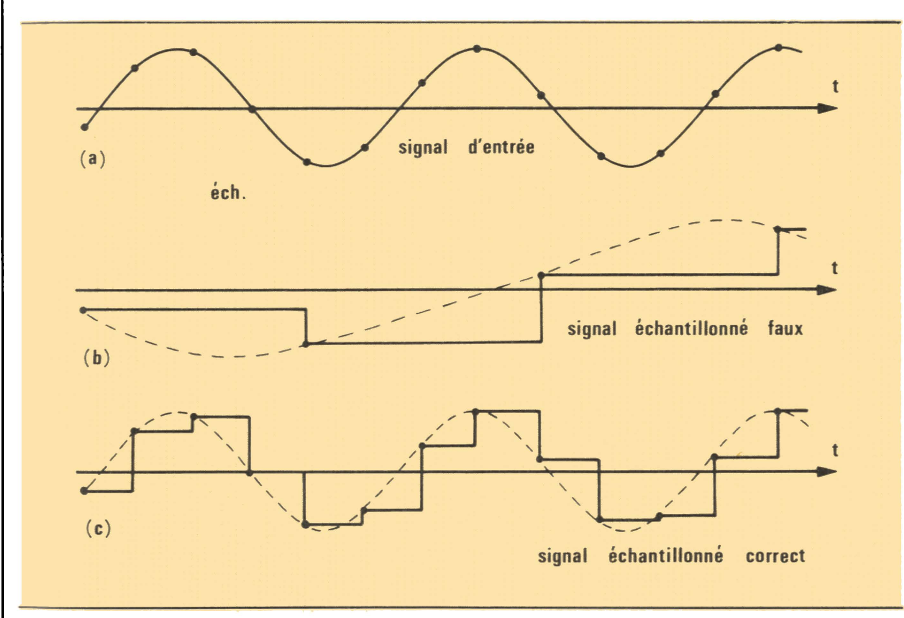


Fig. 6.

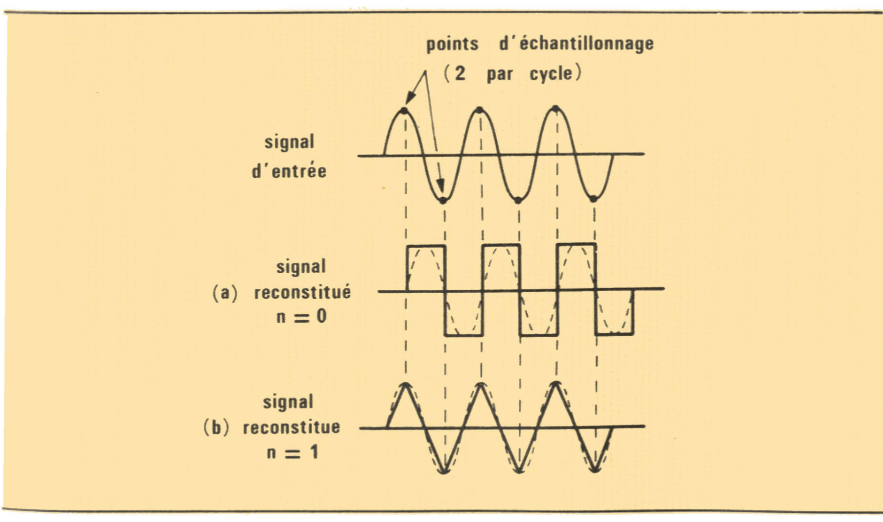


Fig. 7.

tion », etc.) qui est égal au rapport V_{sd}/V_{eM} (ou 20 log V_{sd}/V_{eM}), V_{sd} étant la tension résiduelle présente en sortie due à l'application d'une tension V_{eM} appliquée à l'entrée d'une voie bloquée. La tension V_{eM} a généralement l'amplitude maximum et une fréquence déterminée (par exemple 20 V sinusoïdaux 1 MHz).

Extension de la capacité

En utilisant plusieurs modules tels que X multiplexeurs à N voies, on peut atteindre de grandes capacités. Néanmoins, il faut observer que si N interrupteurs convergent vers le même point de sortie, il y aura à ce point N capacités en parallèle et N courants de fuite. Les performances en rapidité, stabilité et bruit seront donc assez mauvaises (pour N grand). Pour améliorer ces performances, on procède à un multiplexage à 2 niveaux.

L'organisation du multiplexeur pour 2^{n+x} voies est celle représentée à la **figure 2.** Le premier niveau est constitué de X multiplexeurs de N voies (N = 2^n, X = 2^x) et délivre donc X sorties pour X.N entrées. Le deuxième niveau doit donc multiplexer 1 parmi les X sorties du premier niveau. L'adresse d'une voie parmi les X.N est composée de x + n bits, les bits de poids faible étant décodés par le 1er niveau.

Remarque :

Lors d'un changement d'adresse, il se peut que deux commutateurs soient fermés simultanément lors d'une transition, ce qui a pour effet de mettre en relation les deux signaux d'entrée.

Pour pallier ce défaut, il y a lieu d'inhiber l'entrée validation du décodeur, lors d'un changement d'adresse, pendant la durée de la transition (généralement $< 1\ \mu s$).

Echantillonnage et mémorisation

Un convertisseur A/D réalise les traitements du signal d'entrée en un laps de temps déterminé dépendant de la méthode de conversion utilisée. La vitesse de conversion requise dans une application particulière dépend de la variation du signal d'entrée pendant que la conversion s'effectue.

Dans le cas général, le signal analogique V présente une forme quelconque d'évolution dans le temps V(t) : il

est composé d'un nombre plus ou moins grand de composantes sinusoïdales (spectres du signal f(t)).

Le temps requis pour effectuer le traitement du signal d'entrée s'appelle le « temps d'ouverture » ta **(fig. 3).**

Pendant ce laps de temps, on peut considérer que le signal à convertir produit une variation Δv qui sera fonction du temps de montée de ce signal.

Si l'on considère, par exemple, une fonction sinusoïdale, la variation d'amplitude maximale est obtenue lorsque la sinusoïde passe par 0 et l'on peut écrire :

$$\Delta V = \frac{d(V \sin \omega t)\ t = 0}{dt} \times ta = V \omega ta.$$

d'où

$$\frac{\Delta V}{V} = \omega\, ta = 2 \pi f . ta.$$

A partir de cette équation, déterminons par exemple le temps d'ouverture maximum permettant de convertir un signal sinusoïdal à 1 kHz, d'amplitude 1 V, avec une précision de 1 %, soit $\Delta V < 1$ mV.

Ainsi,

$$ta < \frac{10^{-3}}{2 . \pi . 10^3} = 160.10^{-9}\ s,$$

soit 160 ns !

Cet exemple met en évidence le fait que, si les variations du signal d'entrée sont rapides, il est nécessaire d'utiliser un convertisseur A/D ultrarapide et par conséquent coûteux ; une solution économique consiste donc à employer un dispositif d'échantillonnage à l'entrée d'un convertisseur A/D de vitesse moyenne.

L'échantillonneur permet de réduire de manière appréciable le temps d'ouverture du système, car son temps d'acquisition est relativement court.

Il doit, en outre, maintenir constante la valeur échantillonnée pendant toute la durée de la conversion.

Le graphique de la **figure 4** donne le temps d'ouverture en fonction de la composante fréquentielle du signal d'entrée pour différentes résolutions.

Ainsi, si la composante d'entrée est de 100 Hz et que la résolution est de 12 bits, le temps d'ouverture est limité à 400 ns.

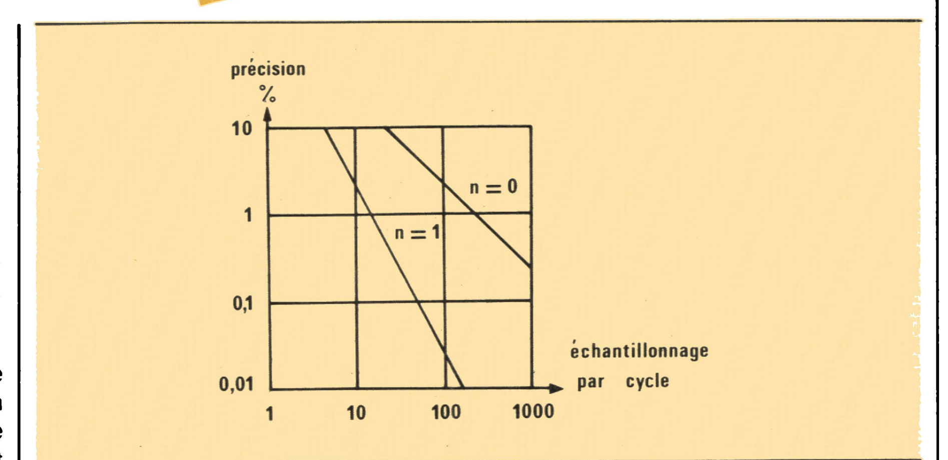


Fig. 8.

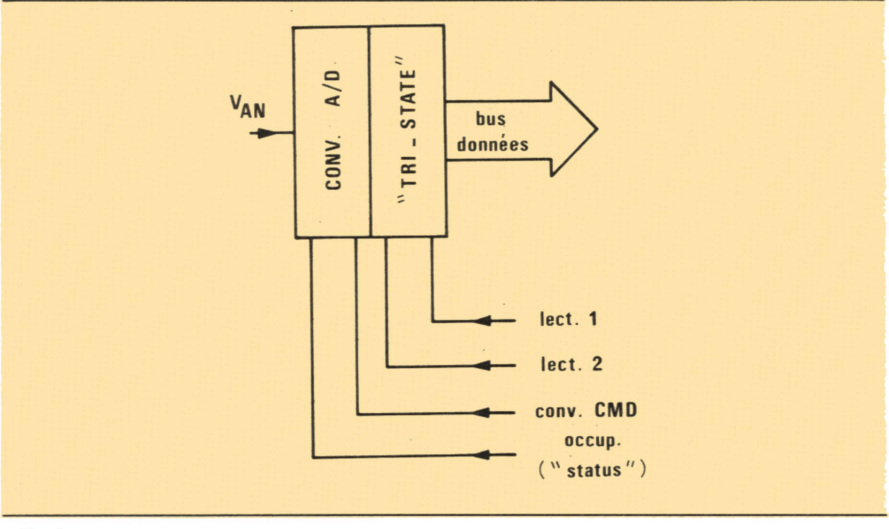


Fig. 9.

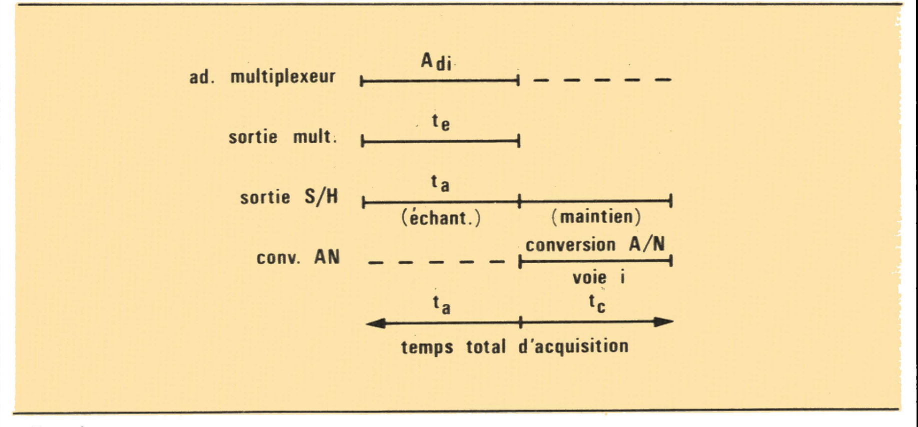


Fig. 10.

L'intervalle de temps T séparant deux échantillonnages successifs sera choisi en fonction des plus hautes fréquences présentes dans le signal d'entrée.

La **figure 5-a** représente un signal d'entrée, avec sa composante fréquentielle limitée à f_c. Quand ce signal est échantillonné à une fréquence f_s, la composante de modulation résultante a l'allure de la **figure 5-b.**

Ainsi on constate que si la fréquence d'échantillonnage est insuffisante, certaines composantes haute fréquence du signal utile se recoupent avec la zone inférieure du spectre de modulation.

Ce mode de fonctionnement provoque l'apparition de distorsions ne pouvant pas être séparées ou distinguées du signal original.

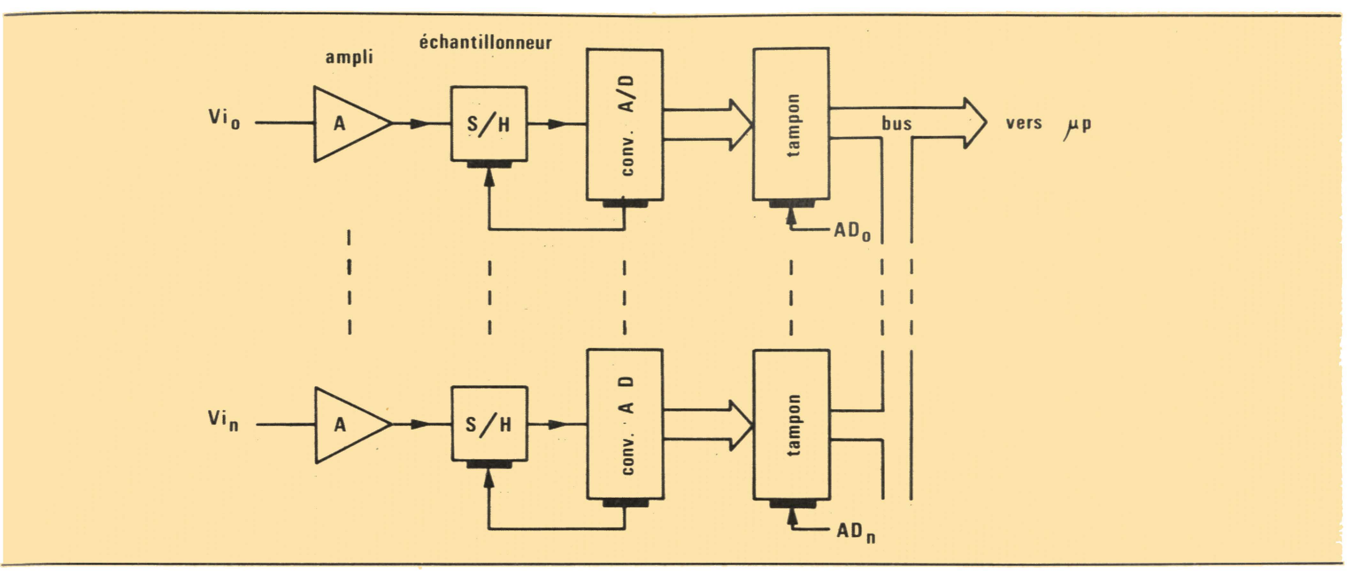


Fig. 11.

En choisissant une fréquence d'échantillonnage $f_s - f_c > f_c$ ou, en d'autres termes, en imposant $f_s > 2f_c$, le phénomène n'a pas lieu.

Si la cadence de scrutation est imposée, il est nécessaire de fixer la composante f_c maximale au moyen d'un filtre adéquat.

L'intervalle de temps T séparant deux échantillonnages successifs sera choisi en fonction des plus hautes fréquences présentes dans le signal utile. La **figure 6** présente deux cas d'échantillonnage pour une sinusoïde.

En **(b)**, la fréquence d'échantillonnage n'est pas suffisante et l'information après échantillonnage ne permet pas la reconstitution du vrai signal, même après filtrage. En **(c)**, la fréquence est supérieure au double de la fréquence à échantillonner et un filtrage permettra de reconstituer l'information vraie.

En fait, la scrutation doit s'effectuer à une cadence telle que la condition T.signal/2 ⩽ T.éch. est remplie.

Le nombre d'échantillonnages par cycle dépend de l'éventuel mode de reconstitution du signal, de l'utilisation de ce dernier et de l'erreur tolérée sur la valeur moyenne.

Pour illustrer l'erreur due à l'échantillonnage, considérons le cas d'un signal sinusoïdal où le nombre d'échantillonnages est de 2. La reconstitution de ce signal s'effectue en prélevant directement la variable issue du convertisseur D/A (ordre 0).

Comme le montre la **figure 7-a**, la surface d'une demi-période du signal reconstitué ($T/2 \times E_M$) diffère du signal original ($T/2 \times E_M/\pi$), d'où une erreur de ≃ 32 %.

Si l'on utilise un filtre du 1er ordre **(fig. 7.b)**, l'erreur se réduit à 14 %.

Plusieurs procédés permettent de réduire l'erreur sur la valeur moyenne du signal échantillonné :

– augmentation du nombre d'échantillonnages par cycle,

– utilisation d'un filtre passe-bas avant multiplexage,

– filtrage à la sortie du convertisseur D/A.

Comme le met en évidence la **figure 8**, l'erreur sur la valeur moyenne diminue très rapidement pour un léger accroissement du nombre d'échantillonnages.

Ainsi, pour une reconstitution avec filtre du 1er ordre, l'erreur est de 10 % pour $f_s = 4 f_c$ et tombe à 1 % pour $f_s = 15 f_c$.

Remarques :

(1) En règle générale, l'échantillonneur bloqueur se place entre le multiplexeur analogique et le convertisseur A/D, et il n'y en a donc qu'un pour x voies. Toutefois, si plusieurs phénomènes rapides sont analysés et s'il est primordial que les différents échantillons soient prélevés au même instant précis, chaque voie analogique sera équipée d'un échantillonneur. La conversion A/D sera ensuite assurée soit par x convertisseurs fonctionnant simultanément, soit plus généralement par un seul convertisseur A/D précédé d'un multiplexeur analogique.

(2) Dans certaines applications, on est conduit à prélever un échantillon très rapidement, par exemple en 1 μs, ce qui impose l'utilisation d'une mémoire analogique très rapide. Mais il lui sera alors très difficile de présenter un très bon taux de perte (droop rate).

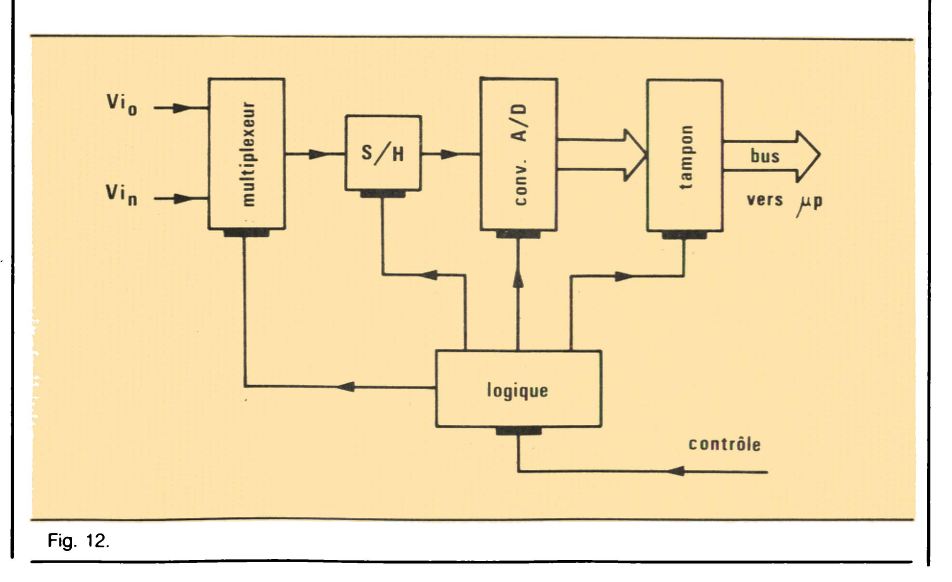


Fig. 12.



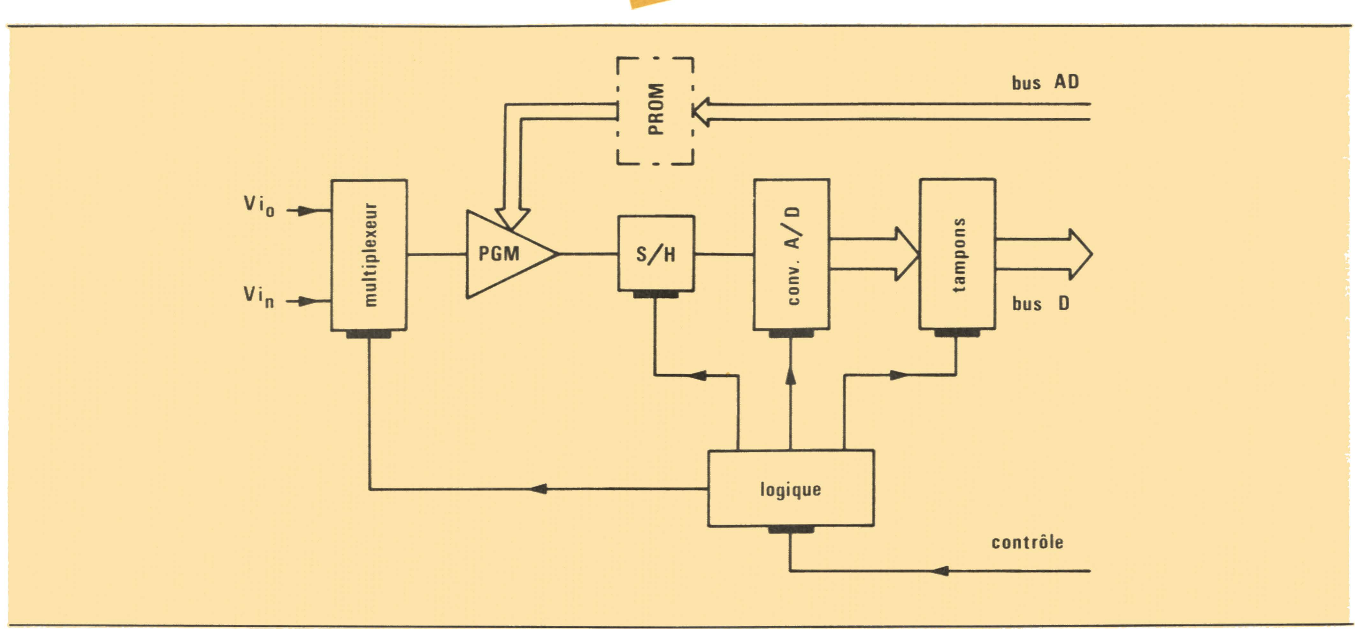


Fig. 13.

Dans le cas où l'échantillon est exploité dans les quelques dizaines de microsecondes qui suivent (cas d'une conversion A/D), ceci n'a aucun inconvénient. Par contre, si l'utilisation qui exploite cet échantillon évolue lentement tout en présentant une très grande sensibilité, il est intéressant de faire suivre cette mémoire rapide d'une deuxième plus lente, mais qui pourra présenter un taux de perte bien meilleur (elle aura une capacité de stockage plus grande).

Ainsi, la mémoire rapide pourra présenter un temps d'acquisition de 1 µs et un taux de perte de 1 mV/ms et la deuxième mémoire un temps d'acquisition de 100 µs et un taux de perte de 1 mV par seconde.

Le convertisseur A/D

La conversion du signal analogique issu de l'échantillonneur est opérée par approximations successives plutôt que par intégration ou par comptage d'incréments calibrés.

On obtient ainsi une durée de conversion fixe, plus courte que dans les autres modes mentionnés, et la résolution reste très bonne (par exemple : pour un ADC de 12 bits, la durée de conversion est inférieure à 20 µs).

Le traitement du signal d'entrée s'effectue comme suit :

– Le convertisseur A/D commence la conversion lorsqu'il en reçoit l'ordre par le signal CONV. CMD **(fig. 9).**

– Dès que la conversion est en cours, une information « STATUS » indique à la logique de contrôle que le convertisseur D/A est occupé à traiter une information.

Lorsque la conversion est terminée, la retombée de STATUS signifie que le mot numérique est disponible.

Ce mot peut être chargé sur le bus en 2 octets, par les ordres de lecture LECT 1 et LECT 2, agissant sur des portes « tristate ».

La logique de contrôle

La logique de contrôle établit une séquence programmée destinée à la commande séquentielle du multiplexeur d'entrée, de l'échantillonneur-bloqueur et du convertisseur A/D.

Cette logique est elle-même gérée soit par un microprocesseur, soit par l'unité de traitement.

Les séquences réalisées par cette logique sont les suivantes **(fig. 10).** A la suite d'une demande d'information concernant une voie i :

– adressage et validation du multiplexeur (voie i). Le temps d'établissement est t_e ;

– prise de l'information analogique par l'échantillonneur-bloqueur. Ce temps d'acquisition est t_a (échantillonnage). Si le temps t_a est très petit devant t_e, l'échantillonneur pourra être simplement commandé au bout du temps t_e ;

Par contre, si les temps sont du même ordre de grandeur et s'il importe de ne pas perdre de temps, les deux circuits pourront fonctionner simultanément, avec éventuellement un léger retard pour l'échantillonneur.

– fin d'échantillonnage signalée au convertisseur D/A : début de la conversion A/D. L'échantillonneur est maintenant en position « maintien », jusqu'à la prochaine commande. Le temps de conversion est t_c. Au bout de ce temps, le signal « fin de conversion » indique que l'information numérique N_i est disponible et peut être transmise à l'unité de traitement ou de mémorisation. Le temps total de l'opération est donc $t_e + t_c$ au moins.

Les techniques d'acquisition

Les systèmes d'acquisition peuvent être classifiés en deux grandes catégories : ceux destinés à opérer dans un environnement peu sévère(laboratoires) et ceux opérant dans un environnement hostile (équipements embarqués, matériels industriels, équipements militaires, etc.).

Sont inclus dans la dernière catégorie, tous les équipements devant fonctionner dans un milieu électriquement perturbé, tels que les centrales électriques, le matériel roulant, etc.

Dans les équipements de laboratoire où il est fait usage de matériel très sophistiqué, les critères de choix seront principalement la précision et la vitesse du système ; par contre, pour les systèmes fonctionnant dans un milieu parasité, les critères de choix seront plutôt l'isolation galvanique et le taux de réjection en mode commun.

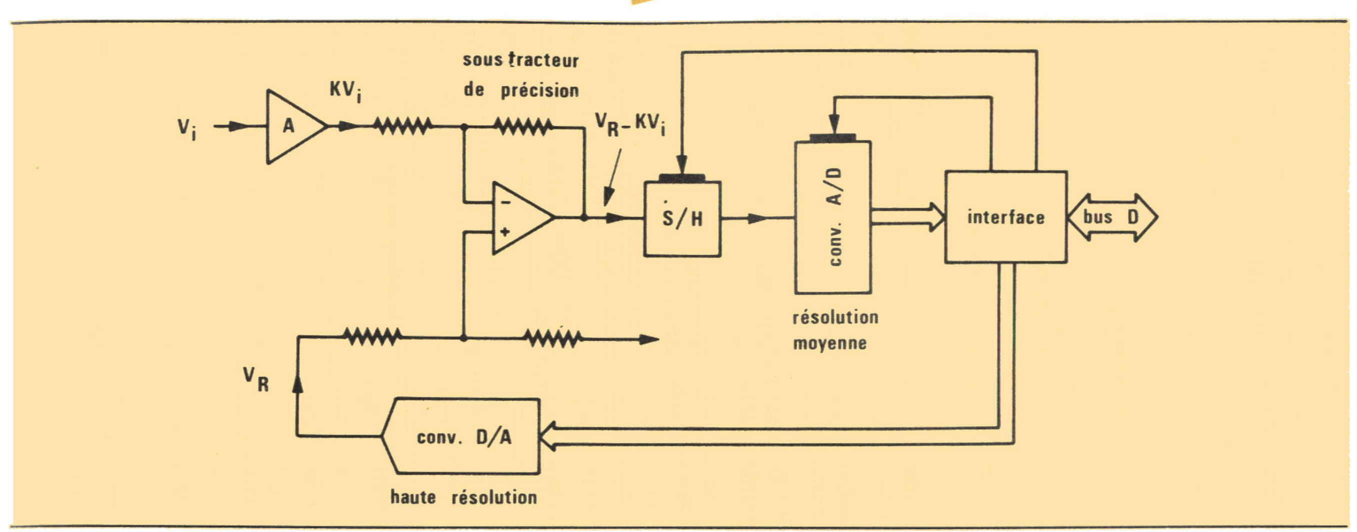


Fig. 14.

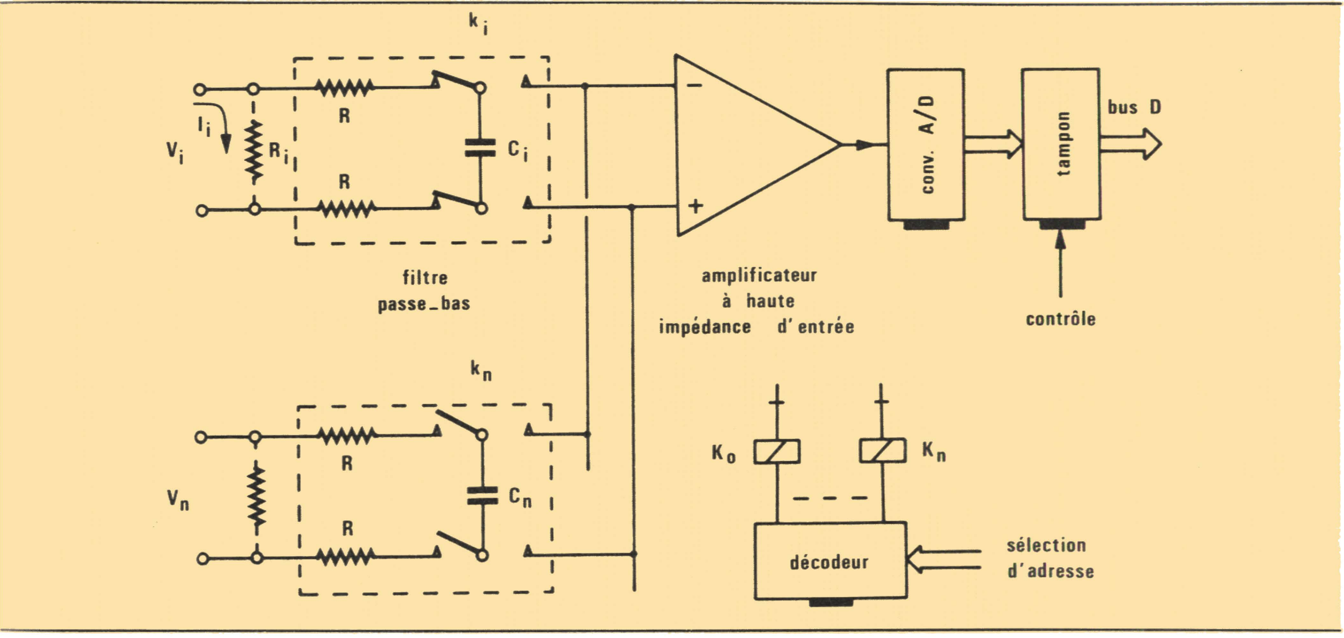


Fig. 15.

Critères de choix

Pour une application déterminée, la sélection d'un système d'acquisition s'établit en fonction d'un certain nombre de critères, notamment :

– la résolution et la précision,

– le nombre de canaux à traiter,

– la vitesse d'échantillonnage par canal,

– la réjection de mode commun,

– l'isolation entre canaux et par rapport à l'unité de conversion,

– l'utilisation d'un amplificateur à sélection de gain,

– le coût du système.

Compte tenu de ces différents critères, nous allons examiner certaines configurations, lesquelles mettent en évidence un critère préférentiel.

Premier cas : la vitesse est le critère de choix

La première méthode consiste à utiliser un convertisseur A/D individuel par canal **(fig. 11)**. Etant donné le prix relativement réduit des convertisseurs A/D, cette méthode est compatible au point de vue prix, pour des résolutions de 8-10 bits.

Elle présente, en outre, l'avantage – pour certaines applications – de permettre l'échantillonnage synchrone des différents canaux.

Une autre solution, plus classique, consiste à utiliser un multiplexeur analogique associé à un échantillonneur unique **(fig. 12)**. Afin de réduire le temps de scrutation, le multiplexeur peut être aiguillé sur le canal N + 1 pendant que le convertisseur traite le canal N contenu dans l'échantillonneur.

Cette technique réduit le temps de scrutation en éliminant le temps de commutation du sélecteur d'entrée.

Deuxième cas : la dynamique est le critère de choix

Deux possibilités peuvent nécessiter l'utilisation d'un conditionneur d'entrée : la première lorsque les signaux à traiter ont une grande disparité dans leurs variations maximales (par exemple : 10 mV à 10 V) ; la seconde lorsqu'il s'avère nécessaire de mesurer une faible variation par rapport à une constante.

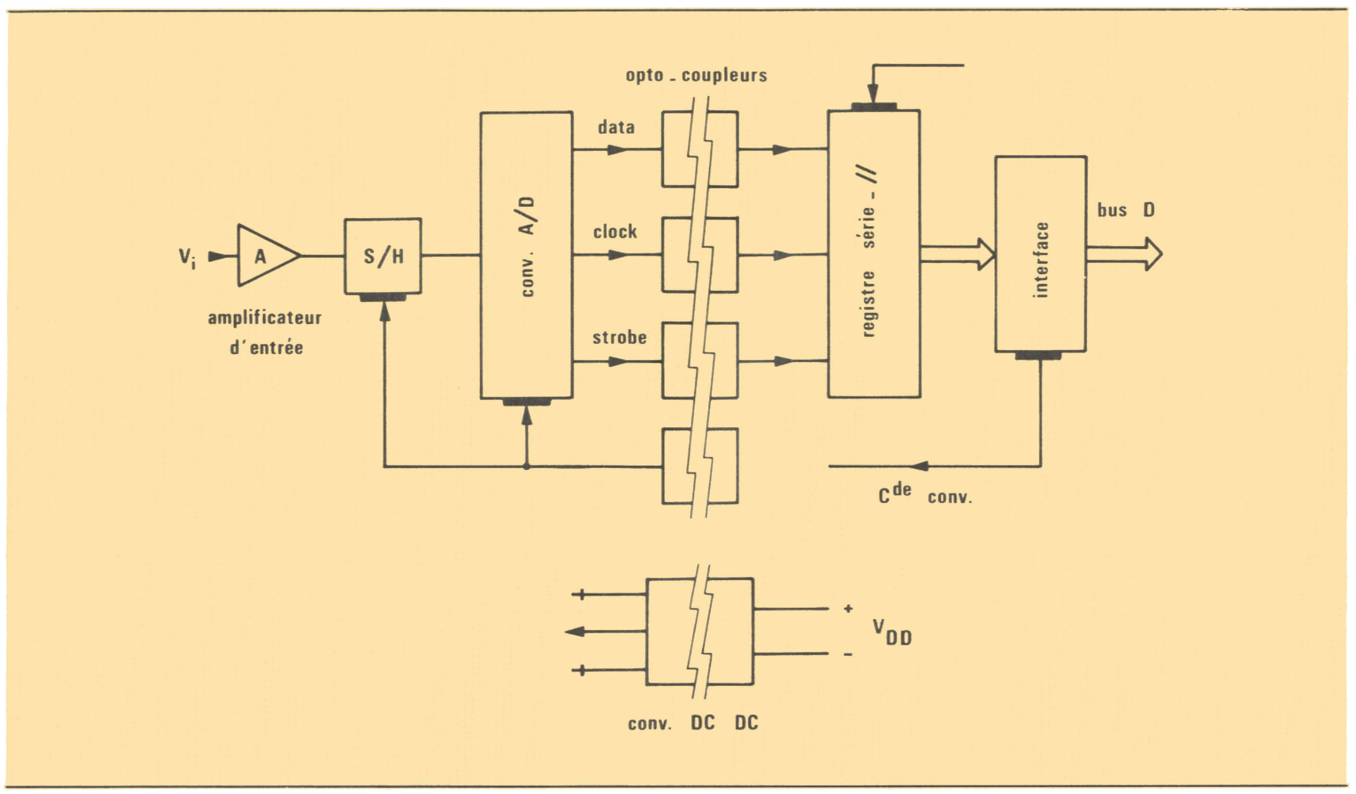


Fig. 16.

Dans le premier cas, il peut être fait usage d'un convertisseur A/D de haute résolution (par exemple 16 bits), mais il s'avère plus économique d'utiliser un amplificateur programmable **(fig. 13)** dont le gain est sélectionné soit au moyen d'une PROM, soit par une logique séquentielle sélectionnant la gamme appropriée en fonction de la grandeur du signal à convertir.

Lorsqu'on désire mesurer de manière précise une faible variation autour d'une valeur fixe, le circuit de la **figure 14** s'avère particulièrement intéressant. Dans ce circuit, un convertisseur D/A de haute résolution génère la constante V_R. Cette valeur est ensuite soustraite au signal d'entrée amplifié KV_i, de sorte que le convertisseur A/D voit, à son entrée, la valeur $V_R - KV_i$. Cette nouvelle valeur, représentative du Δv à mesurer, peut ainsi être traitée à partir d'un convertisseur A/D de modestes performances.

Troisième cas : l'isolation galvanique est le critère de choix

Lorsque les capteurs sont issus de milieux hautement perturbés, il est nécessaire de protéger les entrées contre ces perturbations ; de plus, une tension de mode commun élevée risque d'entacher sérieusement la précision de la mesure ; enfin, certaines applications exigent que les différentes entrées soient totalement indépendantes l'une par rapport à l'autre. Ces considérations sont telles qu'il est de pratique courante d'utiliser des circuits d'entrées à haute isolation pour les capteurs industriels. Pour réaliser cette isolation, plusieurs procédés peuvent être utilisés : relais, opto-coupleurs, ampli d'isolation, etc.

Nous allons examiner les possibilités des différents systèmes.

● Isolation par relais Reed

Lorsque la vitesse de scrutation n'est pas un élément fondamental, la technique dite du « condensateur volant » **(fig. 15)** présente de nombreux avantages notamment en ce qui concerne la réjection du mode commun (≥ 120 dB), ainsi que l'excellente isolation de l'unité de traitement par rapport à la source (1 à 2 kV eff. suivant le type de relais).

De plus, l'utilisation de relais Reed au mercure permet de traiter des signaux de faible amplitude avec une erreur de mesure pratiquement négligeable.

Avec des relais garantissant 10^{10} opérations et une vitesse de scrutation de 100 points/seconde, la fiabilité d'un tel système est d'environ 3 ans.

● Isolation par opto-coupleur

Dans cette technique, les données issues du convertisseur A/D sont transférées en série par l'intermédiaire d'opto-coupleurs dans un tampon effectuant la conversion série-parallèle.

L'isolation est excellente (≥ 2 kV), mais la vitesse de scrutation est altérée par le temps du transfert série, limité par l'immunité au bruit et la protection contre les perturbations des photo-coupleurs.

Dans cette configuration, la vitesse de scrutation est de 1 000 à 5 000 points/seconde.

Il est à remarquer que le convertisseur A/D nécessite une source d'alimentation individuelle, elle aussi à haute isolation, ce qui grève lourdement le prix de revient pour un nombre d'entrées important.

Par contre, la précision ne sera limitée que par les performances propres du convertisseur **(fig. 16)**.

● Isolation par amplificateur individuel

Les performances des amplificateurs à isolation actuels, la réduction de leur encombrement, ainsi que leur coût, permettent leur utilisation dans les systèmes exigeant une haute isola-

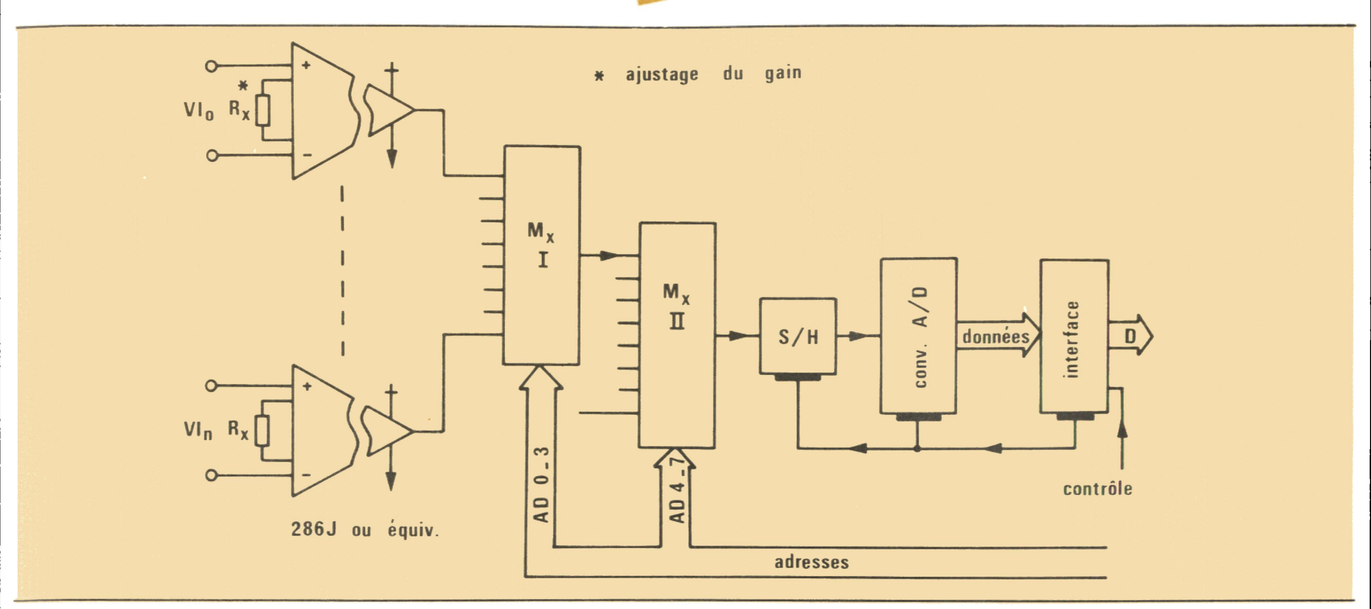


Fig. 17.

tion tout en maintenant une vitesse de scrutation relativement élevée.

Cette technique permet d'obtenir une haute isolation des entrées ($\geq$ 2 kV), une réjection en mode commun de l'ordre de 100 dB avec une altération de la linéarité de ± 0,05 % et un coefficient de température de ± 75 ppm/°C.

De plus, l'amplificateur permet d'adapter judicieusement le gain de chacune des entrées, permettant de traiter ainsi les signaux issus de capteurs ayant des sensibilités différentes (fig. 17).

Dans cette configuration, il est possible d'atteindre des vitesses de scrutation de l'ordre de 100 000 points/s.

Ch. Burniaux

Bibliographie

[1] Principles of data acquisition, note d'application AN-79. *Burr Brown.*

[2] Principles of data acquisition, doc. *Datel.*

[3] Analog – Digital conversion notes, doc. *Analog Devices*

[4] D/A and A/D conversion handbook, *Motorola.*

Un très large choix de noyaux magnétiques pour alim. à découpage.



Seul Magnetics offre la Gamme Complète :				
Filtre en mode commun	Filtre en ligne	Transfo Driver	Transfo de Sortie	Self de Lissage
Tores Ferrite Pots Ferrite sans entrefer.	Tores en Molypermalloy. Tores haut flux. Pots ferrite à entrefer.	Tores miniatures. Tores à ruban. Ni-Fe. Tores Ferrite.	Ferrites - pots - RM - EC - Tores Tores à ruban. Ni-Fe. Tores à ruban en alliage amorphe. Circuits coupés - Ni-Fe - Alliage amorphe - Toles Ni-Fe.	Tores en Molypermalloy. Tores haut flux. Pots Ferrite à entrefer. Circuits coupés.

hickory-redwood



9, rue Yvart, 75015 Paris
Tél. : 533.01.37 + Télex : 204425





L'électronique au service de la prospection pétrolière

Le pétrole, c'est une vieille histoire. Dieu dit à Noé : « Fais-toi une arche en bois de gopher ; tu disposeras cette arche en cellules, et tu l'enduiras de poix au-dedans et en dehors » (Genèse VI-14). C'est aussi à travers le bitume, qu'il y a 3 000 ans, les peuples de Mésopotamie connaissaient le pétrole en l'utilisant comme mortier pour la construction des remparts et des palais.

Mais c'est surtout en 1850, à Titusville en Pennsylvanie, que Samuel Kier recueille sur des nappes d'eau un liquide noirâtre qu'il vend aux pharmaciens de New York sous le nom de baume de Kier. Ce succès incite des financiers à chercher du pétrole, ils fondent la Seneca Oil Company et confient à Edwin L. Drake le soin d'effectuer les recherches. Le 27 août 1859, un forage atteignant seulement 23 mètres voit jaillir le pétrole. L'ère de l'or noir commençait (fig. 1).

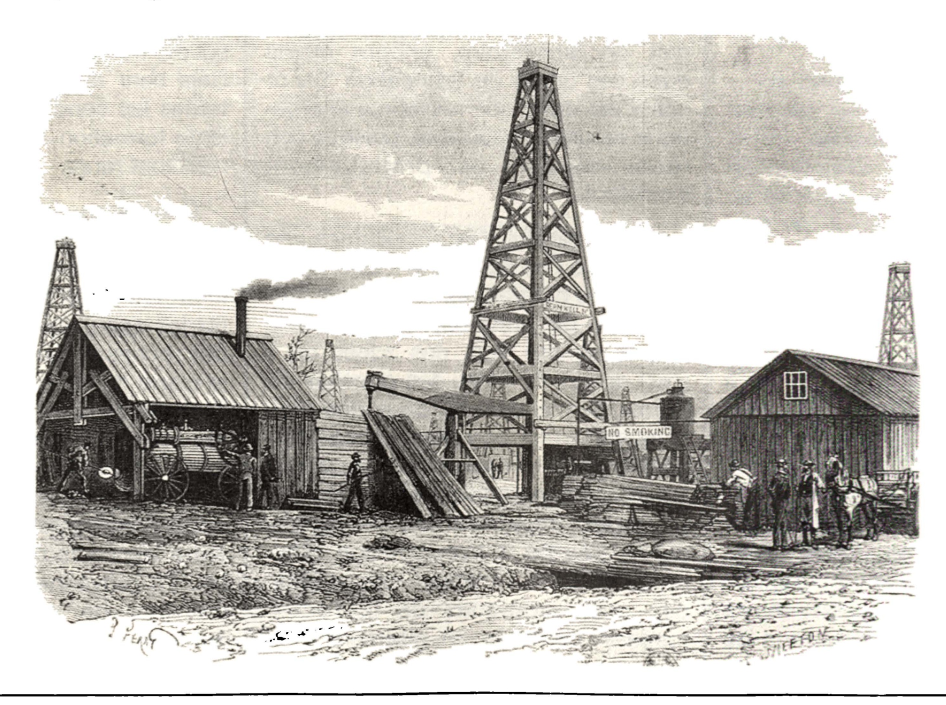


Fig. 1. – Une exploitation au milieu du siècle dernier (doc. « L'Illustration »).



La position du problème

Depuis, la production n'a cessé d'augmenter (3 milliards de tonnes en 1980), mais la consommation également. En outre, les ressources sont mal réparties. Le Japon n'a pratiquement pas de gisement, l'Europe de l'Ouest ne produit que le dixième de ses besoins. En revanche, les pays du Moyen-Orient expédient plus de 90 % de leur production de pétrole.

Parmi les problèmes qui se posent à l'industrie pétrolière, il y a, entre autres, celui du taux de récupération (il est actuellement de 25 %, c'est-à-dire qu'on ne produit dans le monde que le quart du pétrole contenu dans la roche réservoir d'un gisement) et celui des nouveaux gisements à découvrir (l'arrêt de la prospection conduirait à l'extinction progressive de la production pétrolière d'ici à 20 ou 30 ans). Des solutions à ces deux problèmes assureraient une augmentation de la production et du volume des ressources globales, permettant de reculer l'échéance de l'épuisement de celles-ci.

Ces solutions font appel à l'électronique dont les grandes applications sont principalement : la détection et la mesure des phénomènes électriques (courants telluriques, déformations du champ électrique) et magnétiques (magnétométrie), la sismique (terrestre et marine), la gravimétrie. Les informations recueillies sont traitées par l'informatique, il existe même des modèles de simulation numérique des gisements.

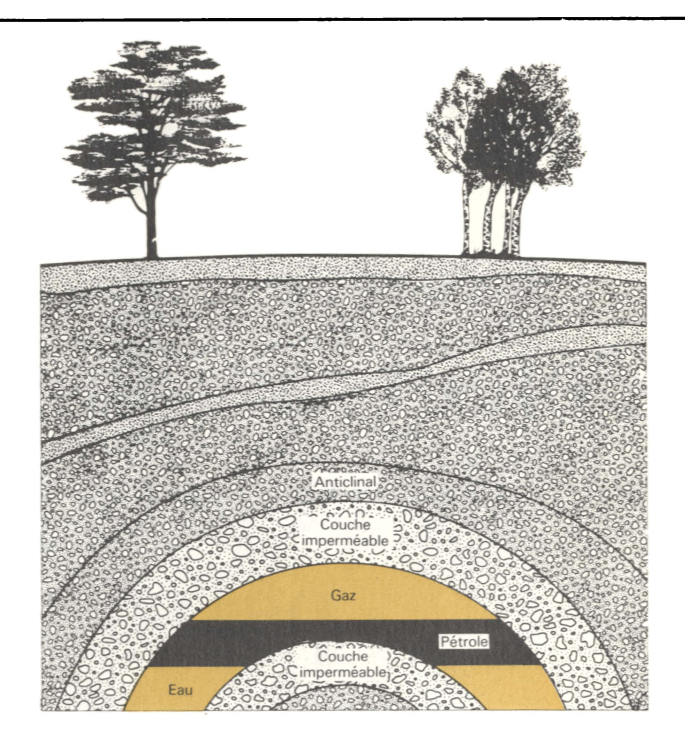


Fig. 2. – Schéma simplifié d'un gisement de pétrole.

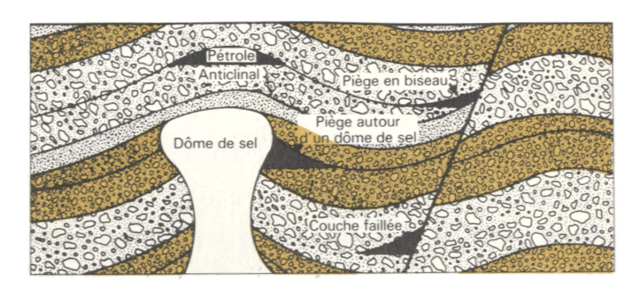


Fig. 3. – Quelques types de pièges à pétrole.

Où se trouve le pétrole ?

Pour connaître les régions où se trouve le pétrole, il faut savoir comment il s'est formé. Sans entrer dans l'étude de la géologie du globe, nous pouvons situer l'origine du pétrole à des centaines de millions d'années. Sa formation serait le résultat d'une lente transformation de minuscules organismes végétaux et animaux déposés au fond des océans, dans les couches sédimentaires. Cette transformation s'est effectuée à l'abri de l'oxygène de l'air, en présence de bactéries et dans des conditions de pression et de température particulières. Que se soit des hydrocarbures liquides (pétrole) ou gazeux (gaz naturel), le processus de formation est complexe, long, et ne peut être reproduit en laboratoire, encore moins dans des unités de fabrication. L'« or noir » est donc une ressource énergétique naturelle, épuisable, puisque son renouvellement est pratiquement inexistant.

Le pétrole qui s'est formé dans une roche, que l'on appelle la roche-mère, a subi des contraintes extérieures (notamment de pression). Il s'est donc trouvé expulsé vers des zones où il s'est accumulé entre des couches de terrain perméables ou dans des couches de terrain poreuses (roches-magasins, roches-réservoirs). Ces zones d'accumulation doivent être entourées de terrains imperméables, afin de piéger le pétrole. L'accumulation d'hydrocarbures à l'intérieur des interstices microscopiques de la roche-magasin constitue un gisement dont la surface varie de quelques dizaines à plusieurs centaines de km². Son épaisseur varie de quelques mètres à plusieurs centaines de mètres. La répartition des gisements dans le sous-sol est très inégale suivant les régions. Cela tient au fait que les régions où toutes les conditions nécessaires à la lente formation du pétrole étaient réunies sont rares.

Dans le cas le plus simple, l'anticlinal **(fig. 2)**, l'architecture d'un gisement comporte des couches imperméables retenant prisonniers des fluides (eau, pétrole, gaz) imbibant des roches poreuses (réservoirs). Pour la clarté du schéma, il faut savoir que l'échelle verticale n'a pas été respectée et que le pétrole se trouve entre 2 000 et 4 000 mètres de profondeur. Le pétrole contenant du gaz dissous occupe les interstices microscopiques entre les cristaux de la roche-magasin. En moyenne, on peut dire qu'un mètre cube de roche imprégnée contient moins de 150 litres de pétrole, et à peine 40 litres arriveront à la tête des puits lors de la mise en exploitation du gisement, soit l'équiva-

lent de 4 % du volume de la roche-magasin.

Tous les gisements ne sont pas d'un accès aussi aisé. Les bouleversements géologiques provoquent des configurations du sol qui facilitent plus ou moins le piègeage du pétrole entre les couches imperméables **(fig. 3).**

Une première approche

Avant de mettre en œuvre des moyens complexes, importants et onéreux, il est nécessaire d'effectuer une reconnaissance générale de la zone que l'on souhaiterait prospecter. Le choix éventuel implique ensuite une demande de permis de recherche, par conséquent, c'est le début de tout un processus dont le point de départ doit être bien défini.

Depuis longtemps, déclare *L.W. Welch*, président d'*Exxon Production Research*, l'exploration géologique s'appuie sur l'étude des affleurements des diverses formations géologiques. Cela permet, dans la mesure où la géologie superficielle peut être extrapolée au sous-sol, de mieux comprendre les conditions existant dans les profondeurs où l'on espère découvrir le pétrole et le gaz. Par exemple, les géologues s'intéressent tout particulièrement aux endroits où une voûte de roches imperméables surmonte une roche-réservoir perméable, laquelle se trouve à son tour en communication avec une roche-mère où s'est accumulée autrefois la matière organique. Il peut alors exister un gisement de pétrole et de gaz enfoui dans le sous-sol.

Dans les années 1920, les géologues ont découvert qu'ils pouvaient identifier sans peine beaucoup de caractéristiques structurelles de surface à l'aide de photos aériennes. Les perfectionnements apportés à la méthode leur permirent bientôt de tracer en une seule journée de travail de bureau une carte qui exigeait jusque-là plusieurs mois de relevés sur le terrain.

Les géologues actuels disposent d'instruments bien plus puissants encore : ce sont les satellites spécialisés qui photographient la Terre. Le début des années 70 vit le lancement d'un programme de satellites connu sous le nom de Eros. Chacun de ces satellites circule autour de la Terre sur une orbite quasi-polaire à une altitude d'environ 900 km. Il porte un analyseur multispectres couvrant la partie du spectre qui va du vert jusqu'au proche infrarouge et les données transmises sont enregistrées en données digitales à bord du satellite sur une bande magnétique à 4 pistes. Son orbite permet au satellite de prendre des images d'une superficie terrestre de 185 km de côté avec un pouvoir séparateur d'environ 80 mètres.

Sur le terrain, le géologue accorde une attention particulière aux indices qui permettent de soupçonner la présence du pétrole et de bitume en profondeur. Ces observations s'accompagnent également d'analyses géochimiques complétées parfois par la réalisation de petits sondages de reconnaissance (« core drills »).

Cette approche préliminaire nécessite ensuite la mise en œuvre d'études géophysiques afin de confirmer les éléments qui jusqu'alors permettaient seulement d'espérer la présence du pétrole.

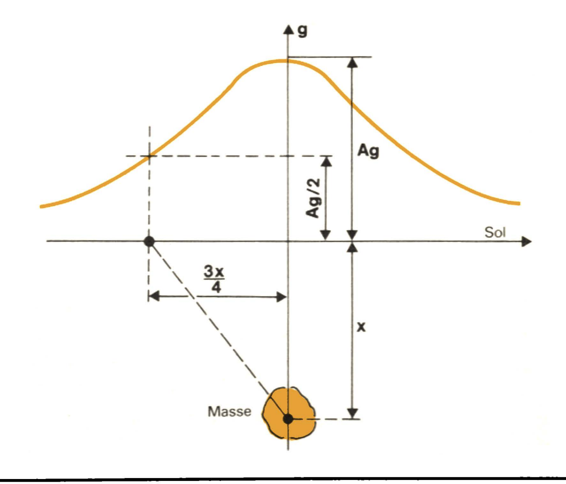


Fig. 4. – Pour une masse située à une profondeur x, l'anomalie gravimétrique Ag mesurée à la distance 3 x/4 de la verticale, est réduite de moitié.

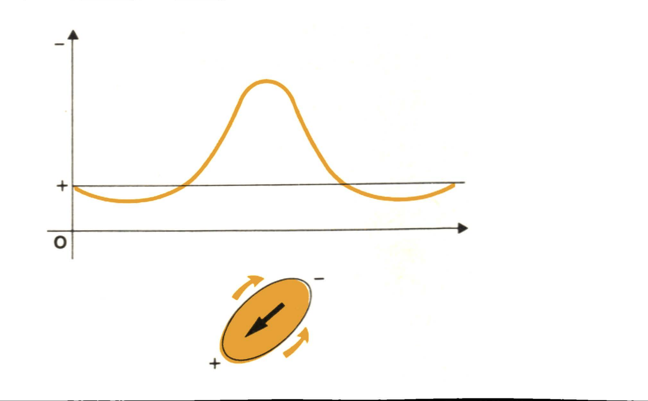


Fig. 5. – La polarisation spontanée.

La prospection géophysique

L'étude du sous-sol, au moyen de techniques dérivées de la physique, a pour but de rechercher les gîtes minéraux et ceci représente l'essentiel de la prospection géophysique. Cette prospection concerne surtout les gîtes contenant des hydrocarbures puisqu'elle en représente environ 98 % en chiffre d'affaires.

La prospection est fondée sur la mesure, sur le sol ou à partir d'un avion, de grandeurs physiques dont les valeurs sont le reflet de la structure du sous-sol et de sa composition géologique. Il existe plusieurs méthodes de mesure et chacune d'entre elles n'est pas toujours suffisante pour affirmer la présence d'un gisement intéressant. Dans la pratique on utilise plusieurs méthodes et c'est par le recoupement des résultats que l'on arrive à cerner des zones où la probabilité de trouver des hydrocarbures est très forte.

Ces méthodes sont utilisées en recherche minière et en recherche pétrolière. Toutefois, les problèmes à résoudre ne sont pas les mêmes devant un filon de pyrite ou un gisement d'hydrocarbures. Les gisements miniers sont près de la surface du sol (exploitation facile), les grandeurs physiques



mesurables ne sont pas les mêmes (la pyrite est plus conductrice que des roches encaissantes, d'où l'emploi de méthodes électriques ou électromagnétiques). En revanche, les objectifs du géophysicien pétrolier sont situés plus profondément et celui-ci fait davantage appel à des méthodes qu'il met en œuvre lui-même : comme les séismes artificiels. Cette méthode sismique étudie les échos produits par les couches profondes à partir d'un séisme déclenché à la surface du sol. De cette étude, on déduit la probabilité de trouver des pièges contenant du pétrole et d'en déterminer l'importance.

Les différentes méthodes utilisées sont donc intéressantes à connaître puisqu'elles fournissent directement ou indirectement des informations dont l'exploitation évite de faire des forages aléatoires.

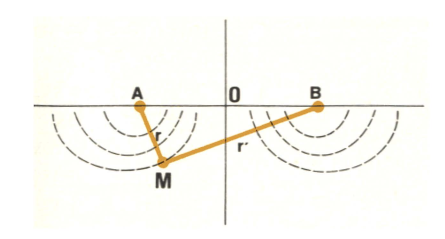


Fig. 6. – La méthode de la carte des potentiels.

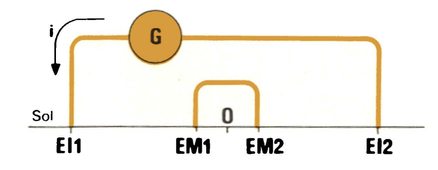


Fig. 7. – La méthode de la résistivité.

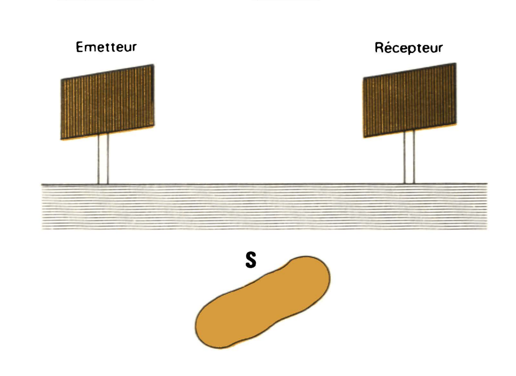


Fig. 8. – La méthode électromagnétique.

La gravimétrie

Il s'agit de mesurer l'intensité de la pesanteur à la surface du sol (ou de la mer) et d'analyser les anomalies de répartition pour tirer des conclusions sur la géologie du sous-sol. Cette intensité est très faible et varie de quelques dixièmes de milligal à quelques milligals (1 gal vaut 1 cm/s^2). En mer, les mesures sont rendues délicates par les mouvements du bateau-laboratoire qui porte le gravimètre.

En outre, la pesanteur est une grandeur aux multiples composantes. C'est la somme de plusieurs termes qui représentent des masses locales, entourées de masses plus profondes. Avec cela, on tient compte d'un environnement représenté par l'aplatissement de la terre, sa rotation, l'influence de la lune et du soleil, l'altitude, etc. En supprimant les composantes liées à l'environnement, il subsiste les masses qui nous intéressent et malgré cela, la présence de plusieurs masses voisines représente une ambiguïté difficile à lever : le pouvoir de résolution d'une telle méthode est très réduit.

En effet, une masse située à une profondeur *x*, provoque à la surface du sol une anomalie gravimétrique *Ag* fonction des paramètres précédemment décrits **(fig. 4)**. Si l'on effectue une mesure à la distance 3 x/4 de la verticale, la valeur de cette anomalie est réduite de moitié. On comprend dès lors que deux masses voisines (distantes de x/4 par exemple) soient difficiles à distinguer séparément, quoique la transformation des cartes d'anomalies au moyen du calcul numérique facilite la tâche.

La gravimétrie n'est pas très spécifique, mais c'est une méthode utilisée au cours des phases préliminaires de la prospection des hydrocarbures. Elle permet de se faire à peu de frais une opinion sur le socle rocheux peu profond, présentant un contraste significatif avec les roches voisines.

Le magnétisme

La méthode magnétique est également utilisée en prospection pétrolière pour les études préliminaires. Elle souffre du même défaut que la méthode gravimétrique : un pouvoir de résolution réduit. Toutefois, elle possède des avantages.

La méthode consiste à mesurer les valeurs du champ magnétique total ou l'une de ses composantes. Le champ et ses composantes s'expriment en gammas (1 gamma vaut 10^{-5} oersted) et certaines anomalies peuvent atteindre un millier de gammas. Au cours du temps, la valeur du champ magnétique terrestre peut varier naturellement de quelques centaines de gammas et cette variation vient se superposer au champ magnétique engendré par des masses enterrées localement. Les variations naturelles du champ magnétique couvrent des surfaces assez grandes, il suffit de les mesurer ailleurs que dans les zones de prospection, puis de les soustraire du résultat final.

Cette méthode traite localement les composantes du champ magnétique. Elle est lente, car il est nécessaire de placer l'appareillage en des points précis et on la réserve pour la prospection de petites surfaces. En revanche, si l'on veut englober un champ de recherche beaucoup plus important, la méthode est intéressante car plus rapide. On effectue la mesure du champ total au moyen du magnétomètre à résonance nucléaire. L'appareillage peut être remorqué derrière un navire ou un avion, car la mesure est insensible à l'orientation et aux mouvements de l'engin porteur du magnétomètre.

L'électricité

Les mesures effectuées au moyen de méthodes électriques peuvent se ranger en deux grandes rubriques : les méthodes passives et les méthodes actives.

● Les *méthodes passives* étudient les champs électriques naturels. Ce sont essentiellement : la méthode tellurique et la méthode de polarisation spontanée.

– La *méthode tellurique* utilise les champs naturels engendrés par les courants qui parcourent le sous-sol et qui sont dus presque exclusivement à la rotation de la terre et à l'activité solaire. Ces courants ont la particularité de circuler en nappes très étalées couvrant de vastes territoires. Ce sont des courants induits dans le sol par des fluctuations de l'ionosphère et leur fréquence varie de 100 à 1/100e de hertz. La méthode tellurique utilise l'enregistrement simultané des différences de potentiel aux extrémités de deux lignes perpendiculaires et des composantes magnétiques associées. Cette méthode apparaît comme intermédiaire entre la gravimétrie et la sismique-réflexion, que nous verrons plus loin. Elle a pour avantage sur les autres méthodes que le champ tellurique dépend seulement de la structure des terrains sédimentaires, car eux seuls sont conducteurs et la structure du substratum cristallin est sans répercussion sur le champ tellurique.

– La *méthode de polarisation spontanée* exploite la polarisation qui prend naissance au voisinage d'un amas présentant une conductibilité métallique **(fig. 5)**. Dans un milieu hétérogène, cet amas s'oxyde et forme un générateur de courant électrique dont les effets se manifestent à la surface du sol par des différences de potentiel mesurables au moyen d'électrodes impolarisables implantées dans le sol. Avec une électrode fixe, on mesure les différences de potentiel par rapport à ce point fixe. Il faut, bien entendu, que l'amas minéralisé baigne dans un électrolyte hétérogène le long de la verticale et que le sommet de cet amas dépasse le niveau hydrostatique. Le courant qui s'établit circule de bas en haut, la partie supérieure représente un centre négatif.

● Les *méthodes actives* sont les méthodes pour lesquelles on impose au sous-sol un champ électrique dont on mesure les effets. Ce sont : la méthode de la carte des potentiels, la méthode de la résistivité, les méthodes électromagnétiques, la méthode de la polarisation provoquée.

– La *méthode de la carte des potentiels* consiste à appliquer entre deux points quelconques du sol une différence de potentiel, puis à mesurer les variations de potentiel existant entre ces deux points. Selon la résistance ohmique du sous-sol, les variations de potentiel mesurées permettent de tracer des équipotentielles et de dresser des cartes de potentiels d'une région donnée.

Avec un sol homogène et plan, les variations de potentiel entre deux points *A* et *B* **(fig. 6)** peuvent être calculées par l'application de la loi d'Ohm à un conducteur indéfini. Pour un point M, nous aurons :

$$V = \frac{Qi}{2\pi}(1/r - 1/r') + \text{constante}$$

où *Q* est la résistivité du sol, *i* l'intensité du courant, *r* et *r'* les distances de *M* aux points *A* et *B*. Les surfaces équipotentielles sont définies par l'équation $1/r - 1/r' = \text{constante}$.

– La *méthode de la résistivité* est une variante de la méthode précédente. En effet, au lieu de mesurer le potentiel lui-même, on considère ses écarts (terrain hétérogène) par rapport à ce qu'il aurait été dans un terrain homogène. On peut dire que c'est le rapport entre la valeur mesurée et la valeur théorique pour un point donné : c'est-à-dire le rapport entre le champ réel et le champ théorique. Ce rapport, appelé résistivité apparente, est d'un emploi commode puisque, en supposant égale à un la résistivité du milieu de référence, cette résistivité apparente devient un paramètre fondamental.

Dans la pratique, au lieu d'exécuter des mesures tout autour des points d'injection du courant, on se contente de faire les mesures selon une ligne droite de direction choisie. D'après la **figure 7,** on utilise un quadripôle comprenant deux électrodes d'injection EI_1 et EI_2 et deux électrodes de mesure EM_1 et EM_2. En groupant les électrodes de deux façons différentes, on réalise deux modalités particulières de cette méthode :

a) Avec une distance constante entre les électrodes (d'injection et de mesure), on réalise un quadripôle qui se déplace le long d'un profil, permettant ainsi de tracer des cartes de résistivités apparentes. La résistivité apparente est donnée par la formule $Qa = kAv/i$, où Av est la différence de potentiel mesurée entre les électrodes de mesure EM_1 et EM_2.

b) Avec une distance entre les électrodes qui augmente, la profondeur atteinte est plus grande mais le volume des terrains pris en compte est plus important d'où une information plus générale.

De ces modalités, il faut choisir celle particulièrement adaptée à l'étude des modifications des couches horizontales de terrains. Ce sont des méthodes utilisées en recherche géologique et minière.

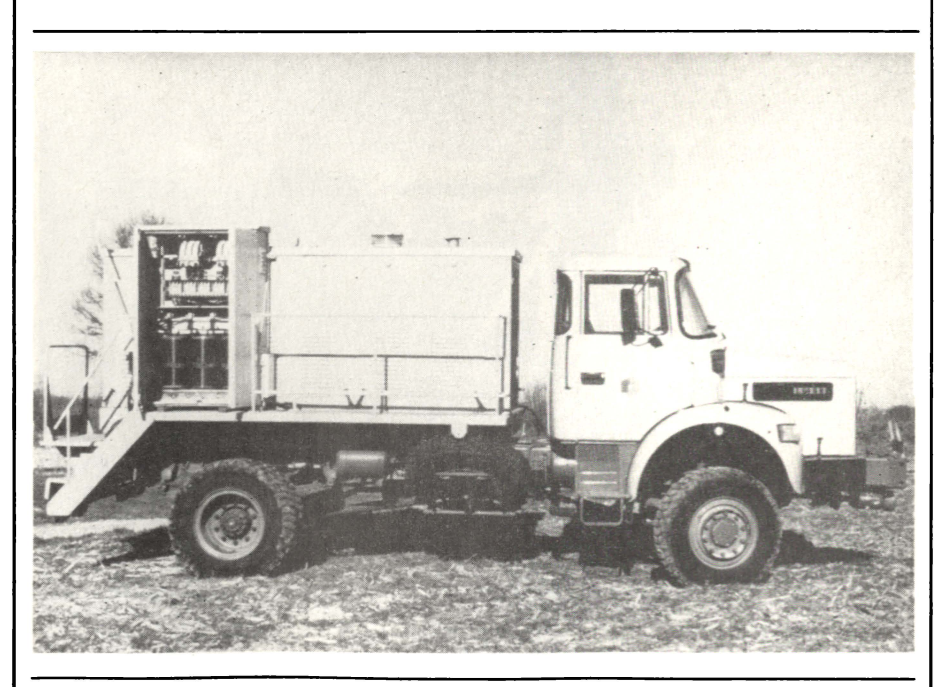


Fig. 9. – Méthode électromagnétique : camion émetteur.

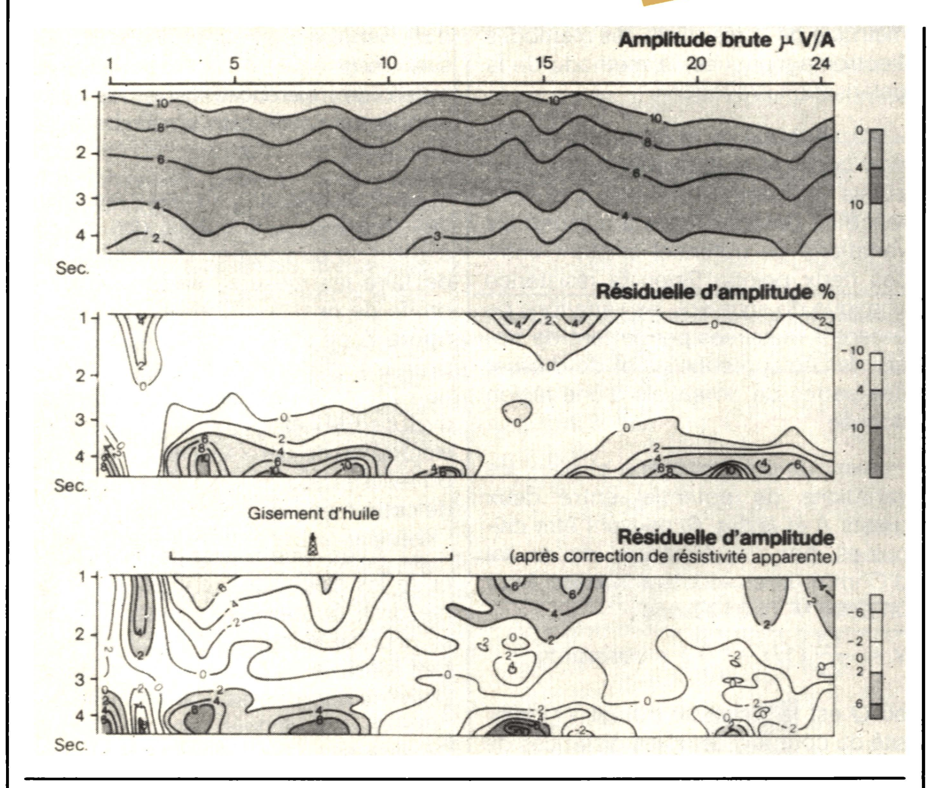


Fig. 10. – Profil électrique transitoire à travers un champ d'huile. Sous la section en amplitude brute, deux anomalies résiduelles. Celle de gauche correspond au gisement. Celle de droite disparaît après correction de résistivité apparente.

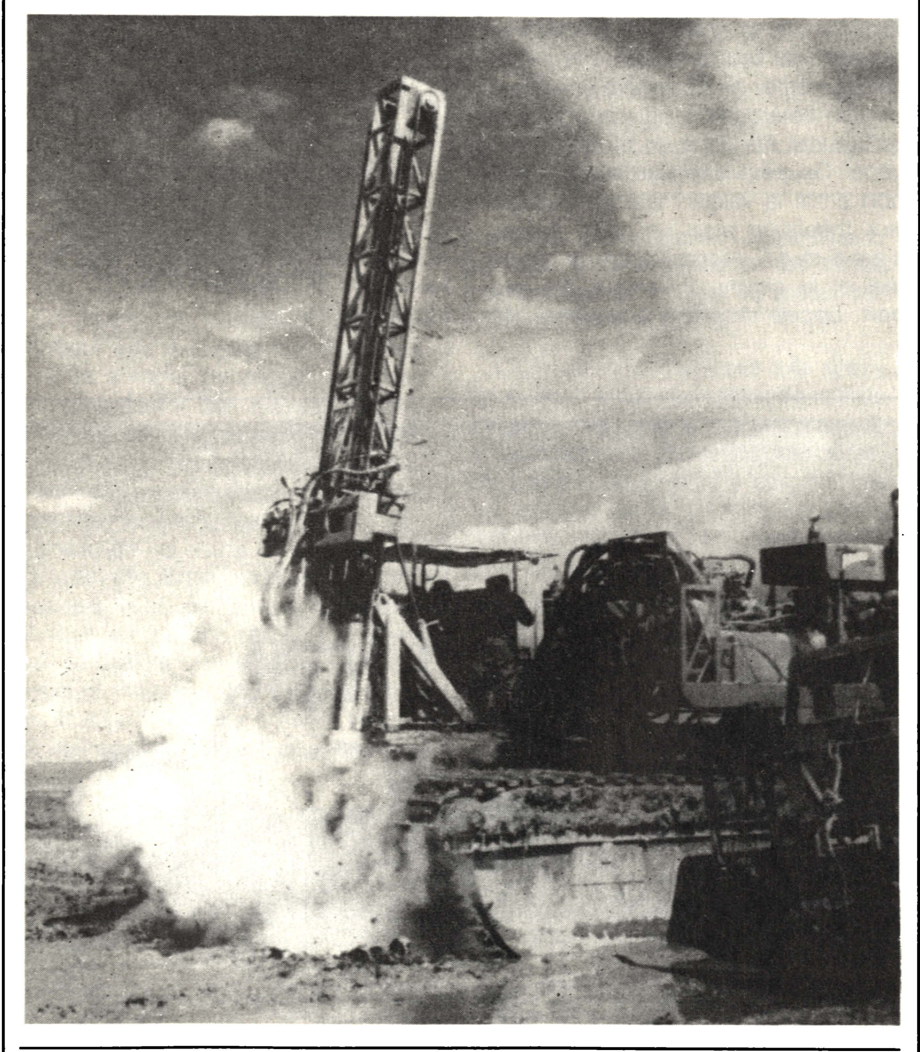


Fig. 12. – Essais sismiques sur le Grand Lac Salé dans l'Utah (USA).

– La *méthode électromagnétique* met en œuvre un émetteur qui injecte dans les terrains un courant (5 000 Hz), recueilli par un récepteur relié à un appareil de mesure. La méthode est fondée sur le fait que les corps enfouis dans le sous-sol sont le siège de courants induits plus importants que ceux qui circulent dans les alentours de la zone de mesure **(fig. 8 et 9).**

Les données recueillies à la réception sont captées par un camion-récepteur qui enregistre numériquement des transitoires électromagnétiques. Ce type de véhicule (comme, par exemple, celui de la *Compagnie Générale de Géophysique*) est organisé autour d'un ordinateur qui traite les données acquises, en temps réel ou différé, grâce à un logiciel embarqué en vue de traiter l'information sur place **(fig. 10).**

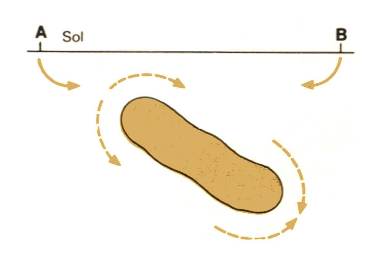


Fig. 11. – La polarisation provoquée.

– La *méthode de la polarisation provoquée*. Lorsque l'on injecte un courant dans le sol, on observe, à la coupure du courant d'excitation, un courant de décharge **(fig. 11).** En effet, un ensemble de masses métalliques environnées d'électrolytes est le siège de phénomènes électrochimiques. Les charges positives et négatives accumulées à l'interface s'orientent sous l'effet du courant ; à la coupure, il y a réorientation et naissance d'un courant de même sens que le courant d'injection. Ce potentiel de polarisation provoquée semble proportionnel à l'intensité du courant d'injection. Cette méthode a donné naissance à deux procédés d'investigation : la mesure de la décroissance des potentiels après un envoi de courant continu d'une durée indéterminée et la mesure de la variation de résistivité apparente lorsque l'on utilise des courants d'injection pulsés et que l'on fait varier la fréquence entre 0,5 et 10 Hz : c'est la méthode dite de l'« effet de fréquence. ». La méthode de la polarisation provoquée est utilisée surtout en recherche minière et nous n'en dirons pas plus.



Fig. 13. – Equipe Vibroseis de la Compagnie générale de Géophysique dans la forêt de Fontainebleau.

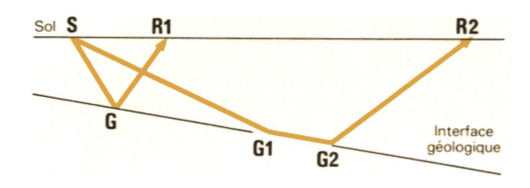


Fig. 14. – Ondes sismiques-réflexion : SGR_1. Ondes sismiques-réfraction : $SG_1G_2R_2$.

La sismique

Les méthodes sismiques reposent sur le principe d'une étude de la propagation, dans le sous-sol, d'ondes mécaniques engendrées en surface au moyen d'explosions ou de vibrations **(fig.12, 13).** Ces méthodes se sont considérablement développées au cours des dernières années. Il faut dire que la découverte de nouveaux gisements d'hydrocarbures dans les pays où les bassins sédimentaires ont été largement explorés est de plus en plus dépendante de l'amélioration des techniques de prospection géophysique. En France, par exemple, les progrès réalisés par les méthodes sismiques permettent la mise en évidence de pièges stratigraphiques de taille limitée et de faible relief, susceptibles de contenir des poches de pétrole, mais néanmoins de taille suffisante pour être exploitables.

En traversant les différentes couches de roches rencontrées, les ondes sismiques subissent des réflexions ou des réfractions **(fig. 14).** Comme en optique, lorsque les ondes atteignent une surface de discontinuité (interface géologique) séparant deux milieux aux propriétés élastiques différentes, il y a réflexion ou réfraction.

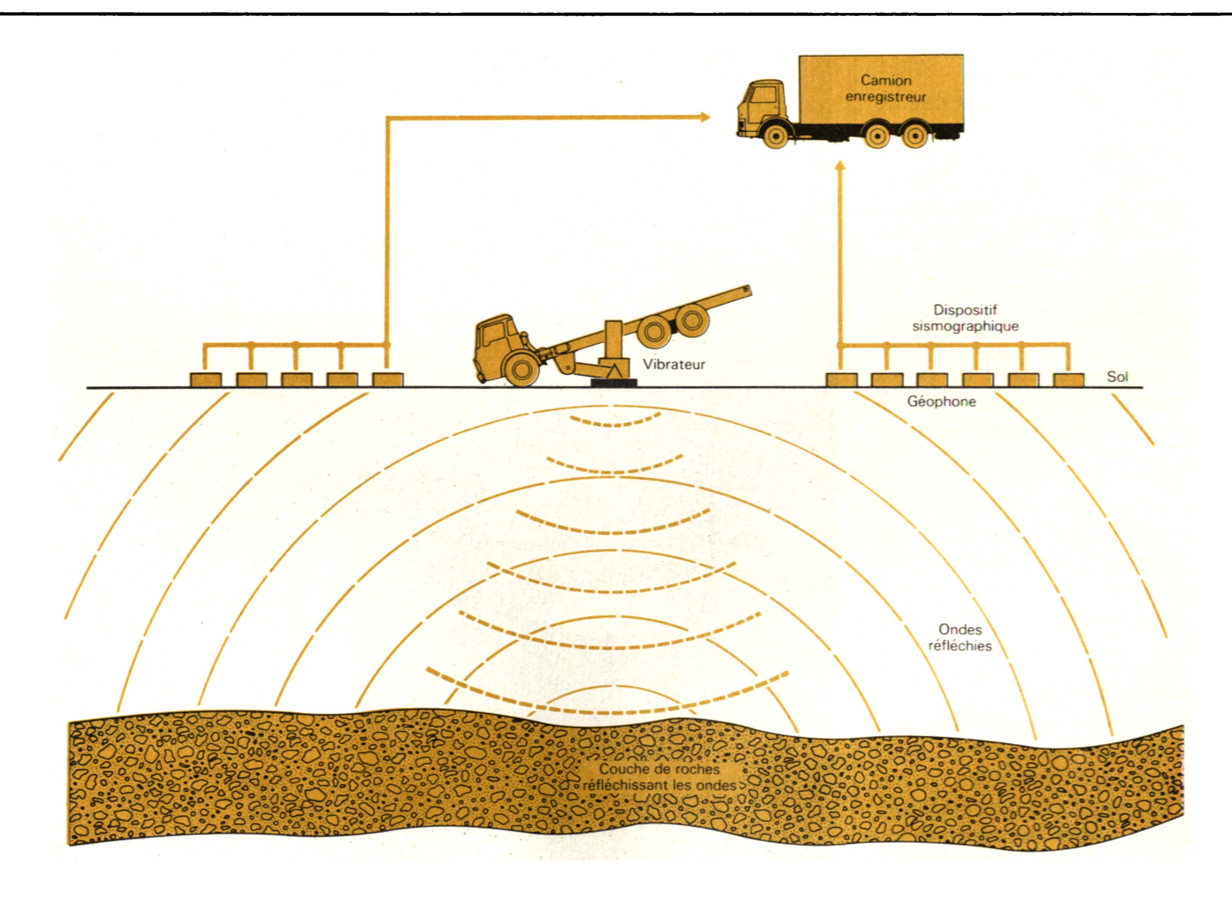


Fig. 15. – Principe de la vibrosismique.

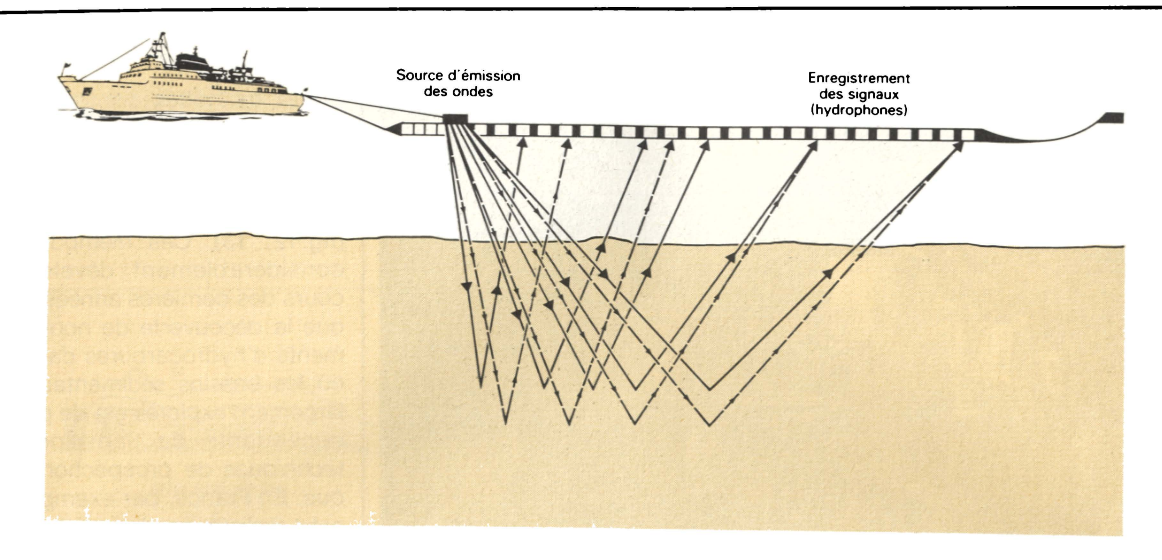


Fig. 16. – Principe de la sismique marine.

Ces deux méthodes ont chacune leur champ d'application. La *sismique-réflexion* permet l'étude de l'épaisseur des sables et des graviers en mer, la recherche pétrolière (terre et mer) et l'océanographie géophysique. La *sismique-réfraction* est plutôt réservée pour la recherche de la base des alluvions dans une vallée, la reconnaissance par points d'un socle cristallin, l'étude de l'épaisseur de la croûte terrestre (à terre et dans les profondeurs marines) et pour la prospection pétrolière.

Dans la pratique, il y a deux cas de figure : à la surface du sol et en mer.

- A la *surface du sol* **(fig. 15)** se trouve un dispositif sismographique composé de groupes de géophones reliés à des amplificateurs, puis à un camion enregistreur. Par ailleurs, un vibrateur mécanique (qui remplace de plus en plus la technique des charges d'explosifs placées au fond de petits puits) provoque les secousses sismiques dont la mise en route est soigneusement enregistrée.
- *En mer,* le principe est similaire **(fig. 16),** on fait exploser des charges dans l'eau et les ondes réfléchies sont recueillies par des groupes d'hydrophones. L'ensemble est remorqué par un navire.

De grands progrès ont été réalisés dans la qualité des enregistrements, les géophones (ou les hydrophones) sont beaucoup plus sensibles et par ailleurs les appareils ont acquis une robustesse qui limite les risques de détérioration au moment de leur emploi. Quant au traitement des données sismiques, il a bénéficié du développement constant des programmes informatiques, de l'augmentation de la puissance et de la vitesse de calcul des ordinateurs. Ainsi est-on en mesure d'obtenir une interprétation plus proche de la réalité en effectuant de nombreuses corrections des temps enregistrés, pour tenir compte par exemple des irrégularités topographiques de surface. Le résultat se présente sous la forme d'une coupe sismique sur laquelle apparaissent les inflexions du sous-sol qu'il appartient ensuite aux géologues de traduire en termes de profondeur, de nature de roches et de forme structurale.

Parmi les outils nouveaux, citons chez *Elf Aquitaine,* la « diagraphie sismique EVA ». Cet outil permet d'enregistrer le signal acoustique complet et non plus la première arrivée. L'outil est multi-émetteur et multi-récepteur, l'espacement émetteur-récepteur étant très grand. Dans ces conditions, on peut distinguer clairement les différents types d'ondes qui sont enregistrés après propagation dans les formations. Les résultats permettent d'avoir accès aux propriétés physiques des formations, ainsi qu'à la détection de fractures et de présence de fluides dans ces formations.

Conclusion

Dans ce rapide tour d'horizon nous pouvons, en guise de conclusion, évoquer les propos de *B. Delapalme,* directeur Recherche-Développement-Innovation d'*Elf Aquitaine,* lors de son



Fig. 17. – La salle d'ordinateurs pour le traitement des informations géophysiques.

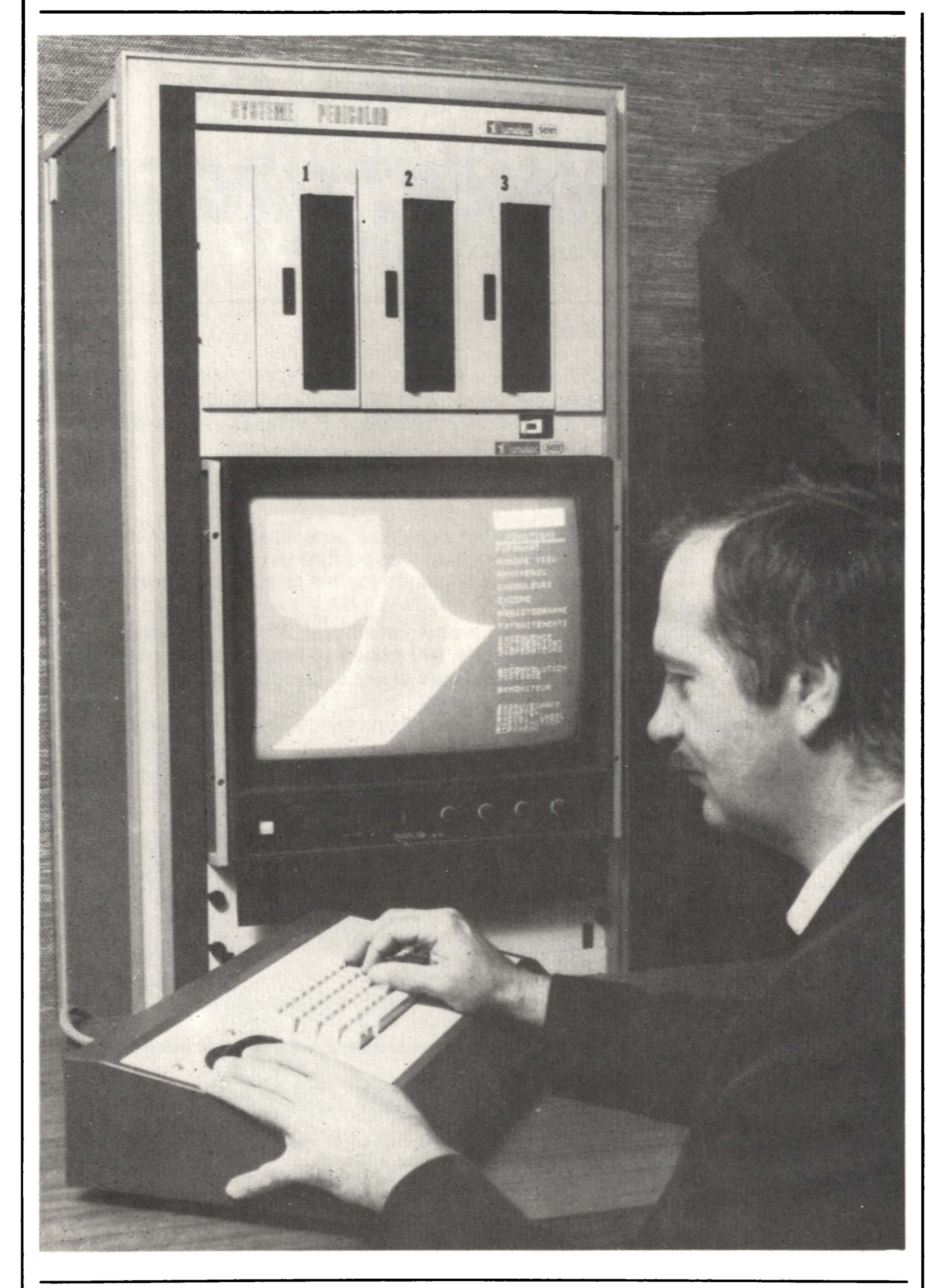


Fig. 18. – Le système Pericolor : un traitement et une visualisation des données sismiques en trois dimensions.

exposé sur les applications de la micro-électronique à l'industrie pétrolière : « Un *laboratoire sismique* moderne comporte en effet un grand nombre de capteurs (plusieurs centaines) équipés au moins de convertisseurs analogique/numérique et qui transmettent dans de bonnes conditions (grâce au mode numérique) à un laboratoire central les informations qu'ils recueillent. Cette transmission peut se faire, soit par câble, soit même par émission hertzienne avec éventuellement une opération de multiplexage permettant l'occupation d'un seul canal UHF malgré le grand nombre de capteurs. Un exemple d'un tel dispositif peut être trouvé dans le dispositif *Myriaseis* en cours d'essai. »

« Par ailleurs, le traitement en un temps de plus en plus court d'un nombre de données de plus en plus grand est rendu possible par la puissance des ordinateurs accessibles actuellement » **(fig. 17).**

« En fait, à la double dimension « spatial + temporel » utilisée jusqu'à présent, on cherche de plus en plus à adjoindre une nouvelle dimension spatiale (« sismique 3D »), qui permet d'avoir une image du sous-sol elle-même à trois dimensions **(fig. 18)**. Un peu, *mutatis mutandis,* comme un radar doté d'une antenne de grande surface permet d'obtenir une image point par point des obstacles qu'il rencontre. »

« Un autre domaine de l'exploration est en train de réaliser de grands progrès, grâce surtout à l'évolution des capteurs. Il s'agit des mesures en cours de forage (« Measurement While Drilling », « MWD »). Si les capteurs jouent un rôle important en la matière, c'est que, comme nous l'avons signalé, on peut maintenant les intégrer avec la micro-électronique qui réalise la transformation analogique/numérique, et même opère les premiers traitements. La transmission complexe du fond de puits à la surface est ainsi grandement facilitée, d'autant que l'intégration des capteurs et de l'électronique procure une bien meilleure fiabilité vis-à-vis, par exemple, des parasites électriques ou mécaniques. Il faut d'ailleurs souligner que ces progrès sont actuellement rendus possibles par des améliorations constantes de la tenue en température des circuits intégrés : une tenue satisfaisante à 200° pendant quelques heures paraît maintenant accessible. »

« Il faut enfin noter que, à l'extrémité de la chaîne électronique, le progrès de la présentation des résultats (en couleur, avec changement de la perspective, etc.) facilite ce dialogue homme-machine et que l'avènement du micro-ordinateur personnel est succeptible d'amener encore de grands progrès dans la rapidité et l'efficacité des mesures faites sur champ. »

J. Trémolières

Bibliographie

[1] Boy de La Tour X., Le Leuch H., Valais M. Le pétrole, brochure *Hachette/Centre Français d'Informations Pétrolières,* 1981.

[2] Welch L.W. Progrès dans les techniques d'exploration et de production. *Pétrole Progrès,* n° 130, revue *Esso, 1981.*

[3] Delapalme B. Applications de la micro-électronique à l'industrie pétrolière. *Bulletin mensuel d'information ELF Aquitaine* n° 11, novembre 1983.

[4] Allegre Cl. L'ordinateur en géologie. *Pour la science* n° 76, février 1984.

Les photographies illustrant cet article sont des documents en provenance de la société Elf-Aquitaine.

Allen-Bradley série SIL 700 une référence de valeur pour les réseaux résistifs trempés

Tous les réseaux "or" ne sont pas identiques! il existe des différences significatives entre les réseaux Allen-Bradley et les autres (toute la gamme SIL incluse).

Le marquage de la broche N° 1 sur le dessus permet un montage C.I. plus rapide et facilite le contrôle, notamment sur les C.I. à forte densité de composants.

Les vrais boîtiers bas-profils sont conformes à la hauteur maximum de 4,8 mm.

Le marquage laser est très lisible, il est constant et résistant aux produits de lavage C.I.

La qualité Allen-Bradley : le système de contrôle qualité agressif s'appuie sur des matériaux de qualité et une fabrication Allen-Bradley réalisée en usines par un personnel hautement qualifié.
Le suivi de qualité est établi dès les premières phases de production pour chaque réseau, afin d'obtenir une constance et une fiabilité des performances assurées.

Disponibilité : gamme ohmique de 22 Ohms à 1 Mégohm dans les configurations 6-8 et 10 broches.

Service : pour de plus amples informations et une assistance technique sur les réseaux Allen-Bradley, contactez notre service clients.

Allen-Bradley : l'objectif qualité... comme personne



SERVICE-LECTEURS N° 13



Programme de calcul d'une aire algébrique

La détermination de la valeur d'une aire algébrique est une application bien connue du calcul intégral, qui éveille certainement beaucoup de réminiscences « scolaires » parmi nos lecteurs !

La micro-électronique ayant depuis lors apporté le concours que l'on sait aux opérations mathématiques, il est tout à fait possible de concevoir un programme simple de calcul d'une aire selon la méthode des trapèzes.

Tel est l'objet de cette courte étude.

Principe

Une intégrale d'expression $\int_a^b f(x) \cdot dx$ est l'aire algébrique de la surface délimitée par la courbe Y = f(x) et les droites x = A, x = B ; si on divise l'intervalle (A, B) en n parties, elle est encore égale à la somme des aires partielles ainsi obtenues.

Si les intervalles élémentaires sont suffisamment petits, on peut approximer dans chaque intervalle le tronçon de courbe f(x) par un segment de droite et, ainsi, chaque surface partielle peut-être assimilée à l'aire d'un trapèze (**fig. 1**).

L'aire d'un trapèze étant d'autre part donnée par le produit de la demi-somme des bases par la hauteur, on a la formule suivante :

$$\frac{Y_1 + Y_2}{2} Dx + \ldots + \frac{Y_{n+1} + Y_n}{2} Dx$$

avec $Dx = \frac{B - A}{n}$

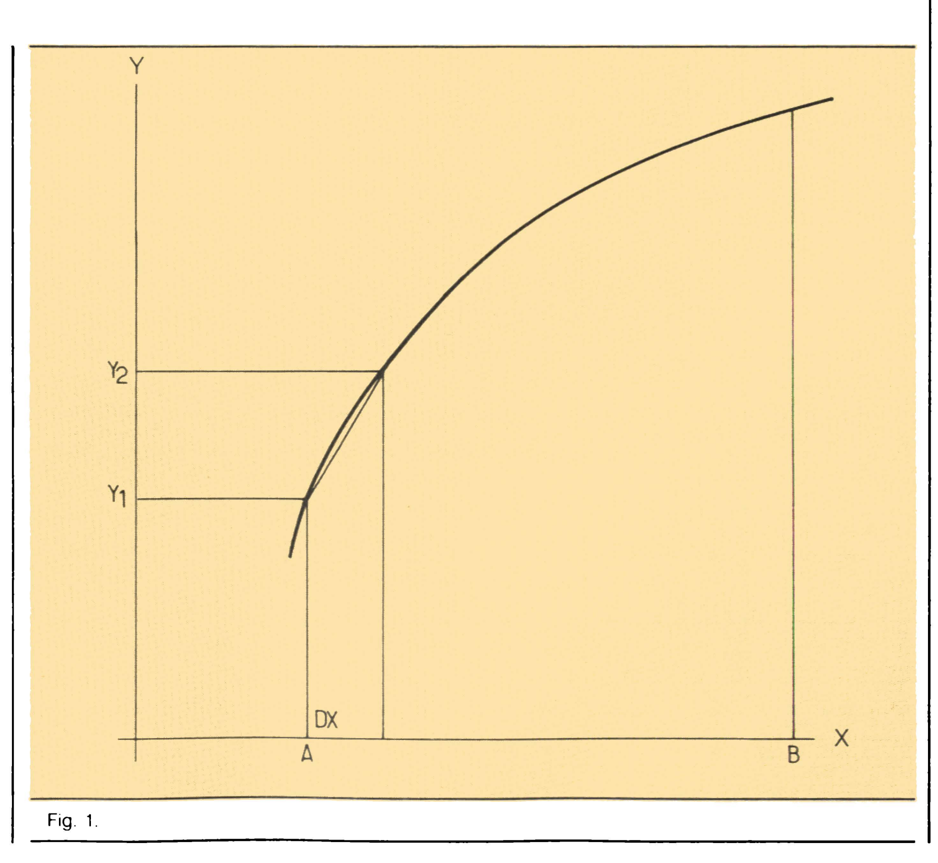


Fig. 1.



La marche à suivre est la suivante :

– on désigne par S la valeur de l'intégrale ;

– on fait X = A et on calcule f (x) ;

– on incrémente X et on stocke la valeur précédente de f(x) en mémoire Y_1 ;

– on recalcule Y = f(x) pour le nouvel X ;

– puis on fait le calcul de l'aire du trapèze et l'on ajoute à la valeur de la somme précédente :
$S = S + 0,5\,(Y_1 + Y)\,DX$.

On élabore ainsi l'organigramme de la **figure 2** ci-contre.

P. Pichon

Initialisation :
DX = (B – A)/N
S = O : X = A

Calcul de Y = f(x)

X > A — oui →

Calcul de l'aire
$S = S + \frac{1}{2} X (Y_1 + Y)\,Dx$

x < B — oui →

X = X + Dx
$Y_1 = Y$

FIN

Fig. 2.

```
FILE: INTEG    BAS     PAGE 001

10 REM ************************************************************************
20 REM *  CALCUL D'INTEGRALES PAR LA METHODE DES TRAPEZES OU DE GAUSS           *
30 REM *                                                                        *
40 REM *                     AUTEUR :PATRICK PICHON                             *
50 REM *                                                                        *
60 REM *                           MARS 1984                                    *
70 REM *                                                                        *
80 REM ************************************************************************
90 DEFDBL A-Z:' toutes les variables de A à Z sont definies en double precision
100 PRINT CHR$(26):PRINT:PRINT
110 PRINT TAB(20) "CALCUL DE L'AIRE D'UNE INTEGRALE"
120 PRINT TAB(22) "PAR LA METHODE DES TRAPESES"
130 PRINT:PRINT
140 PRINT "L'EQUATION DE LA COURBE DOIT ETRE DEFINIE A LA LIGNE 250"
150 PRINT "DE LA MANIERE SUIVANTE:"
160 PRINT "     230 DEF FNA(X)=Y(X)"
170 PRINT:PRINT
180 INPUT "VALEUR DE LA BORNE INFERIEURE ";A
190 INPUT "VALEUR DE LA BORNE SUPERIEURE ";B
200 INPUT "NOMBRE DE TRAPEZES DESIRE     ";N
210 PRINT:PRINT:PRINT
220 IF ABS(A-B)/N <50 THEN PRINT TAB(25) "VEUILLEZ PATIENTER":PRINT:PRINT
230 DEF FNA(X)=X:'REM DEFINITION DE L'EQUATION DE LA COURBE
240 GOSUB 290
250 PRINT "    AIRE ALGEBRIQUE DE L'INTEGRALE:";S
260 PRINT
270 END
280 REM ---------------------------------------------------------------------
290 REM CALCUL DE L'INTEGRALE PAR LA METHODE DES TRAPEZES
300 REM LES BORNES SONT DANS A ET B
310 REM LE NOMBRE DE TRAPEZES EST N
320 REM LE RESULTAT SERA DEPOSER DANS S
330 DX=(B-A)/N
340 S=0
350 X=0
360 Y=FNA(X)
370 IF (X-A)>0 THEN 410
380 X=X+DX
390 Y1=Y
400 GOTO 360
410 S=S+.5*(Y1+Y)*DX
420 IF (X-B)<0 THEN 440
430 RETURN
440 X=X+DX
450 IF (X-B)<0 THEN 390
460 DX=DX-X+B
470 X=B
480 GOTO 390
490 REM ---------------------------------------------------------------------
```

Le listing mis au point par l'auteur.

L'OPTO-ÉLECTRONIQUE

de visu

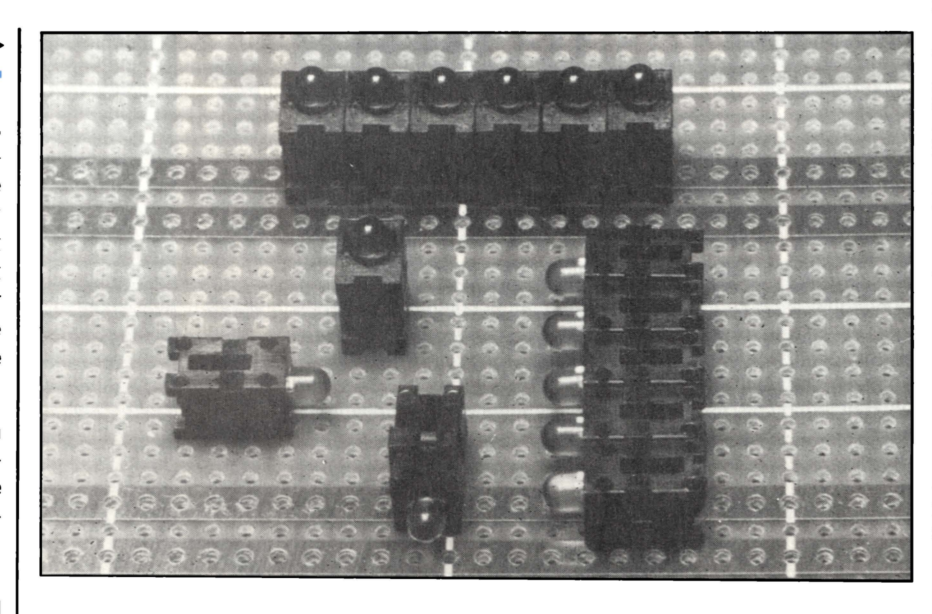
Voyants LED à angle droit ▶

Proposée en quatre couleurs (rouge, vert, jaune, orange) et en version horizontale et verticale, cette nouvelle gamme de voyants LED est présentée en boîtier noir à fort contraste ; la construction du support avec épaulement permet d'obtenir une implantation en ligne compacte au pas de 5,08 mm, sans perte de pas.

Equipés de LED 3 mm, en version standard ou haute luminosité, ces indicateurs couvrent une grande variété d'applications dans les domaines signalisation et informatique :

- indicateur de défaut,
- indicateur d'état logique sur bord de carte,
- panneaux et tableaux synoptiques.

Fabricant : **Sloan**
Distribué par : **Capey**
23-25, rue Singer
75016 Paris.
Tél. : 525.95.59
Tx : 612 362

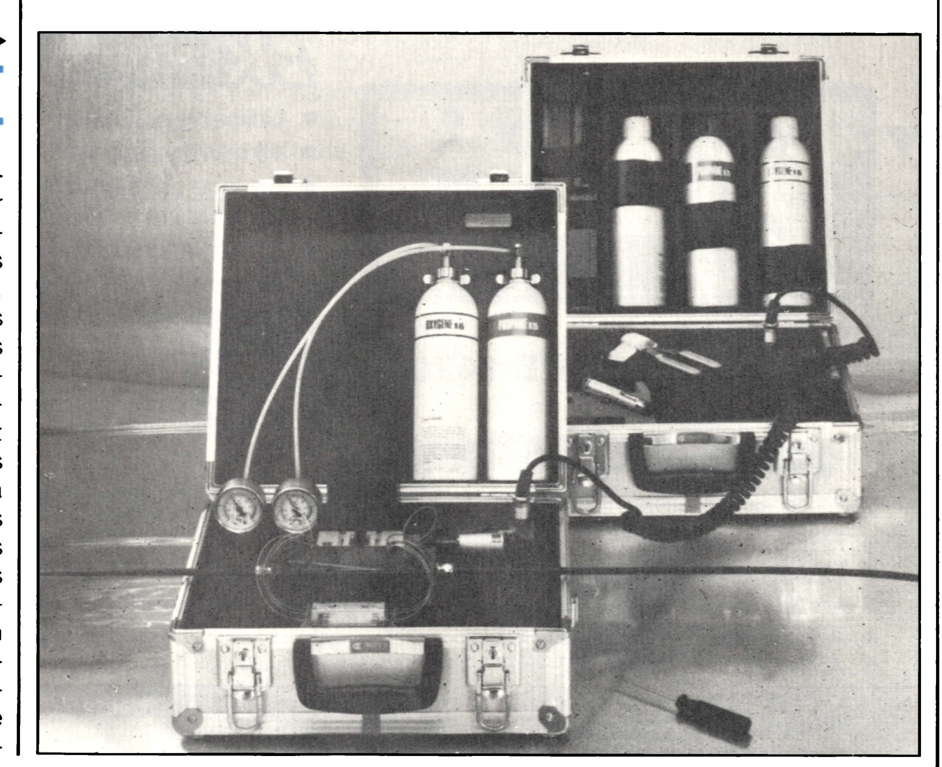


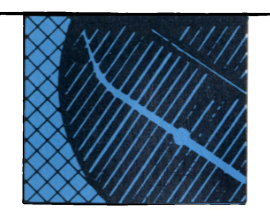
Instrument de soudage pour fibres optiques ▶

Dans la soudeuse à flamme **Cabloptic**, le champ de chaleur créé par une flamme provoque la fusion uniquement superficielle des extrémités des fibres : dans ces conditions, l'épaisseur du film de quartz entre les cœurs est minimale ; en outre, les effets de tension de surface provoquent l'autocentrage des fibres pendant le chauffage. Ce procédé permet donc de réaliser des jonctions à très faibles pertes tout en simplifiant la procédure d'alignement initial des fibres. La machine est présentée dans une valise de travail où sont disposés un poste de soudage par microchalumeau muni d'un écran de visualisation et un poste de regainage. Un dispositif de commande électronique du microchalumeau assure l'automatisme de l'ensemble du processus de soudage. L'outillage nécessaire à la préparation et la finition des jonctions est réuni dans une valise annexe contenant également une batterie et son chargeur. L'autonomie et les performances de cet équipement en permettent l'utilisation aussi bien sur chantier qu'en laboratoire.

Fabricant :
Cortaillod

Distribué par :
Equipements Scientifiques
BP 26, 92380 Garches
Tél. : (1) 741.90.90
Tx : 204 004





Diodes LED

Disponibles en rouge, en vert et en jaune, ces diodes sont moulées soit en diffusantes (« D »), en transparentes (« T »), en blanches (« W ») ou en dépolies (« C »).

Leurs caractéristiques principales sont :

– rouge : 630 nm ; luminosité sous 10 mA : 7 m cd pour les SR 613D et W, 20 m cd pour les SR 613C ;
– vert : 555 nm ; luminosité sous 10 mA : 5 m cd pour les SG 813D, 9 m cd pour les SG 813T ;
– jaune : 570 nm ; luminosité sous 10 mA : 30 m cd pour les SY 913D, 80 m cd pour les SY 913T.

Fabricant :
NEC Electronics
Tour Chenonceaux
204, rond-point
du Pont-de-Sèvres
92516 Boulogne-Billancourt
Tél. : (1) 609.90.04.
Tx : 203 544

Laser 10 mW

La tête laser, modèle 106, est un cylindre de 44,2 mm de diamètre et de 48,3 cm de long. La tolérance sur le diamètre est de + ou – 0,025 mm, ce qui assure une très bonne précision d'alignement de faisceau. Sa stabilité de pointage, meilleure que 20 microradians, est excellente.

Ce laser, spécialement conçu pour fonctionner dans un environnement difficile, peut supporter des chocs allant jusqu'à 100 g, pendant 11 millisecondes.

Le faisceau a un diamètre de 0,68 mm avec une divergence de 1,2 milliradians.

Le bruit est de 0,5 % efficace. La stabilité de la puissance, à long terme, est meilleure que 3 %.

Les applications de ce laser sont : imprimantes à laser, lecture optique, médical et paramédical, anémométrie, alignement, etc.

Fabricant :
Spectra-Physics
ZA de Courtabœuf
BP 28
91941 Les Ulis Cedex
Tél. : (6) 907.99.56
Tx : 691 183

Coupleurs pour fibres optiques

Ce constructeur annonce deux familles de coupleurs pour fibes optiques silice-plastique ou tout verre de 200 microns.

Les « LANsplice » sont des manchons de raccordement fibre-à-fibre constitués de tiges métalliques accolées parallèlement les unes aux autres et noyées dans un polymère. Pour les connexions provisoires, les « LANsplice » sont livrés remplis d'une colle ayant l'indice de réfraction des fibres à connecter. Les « LANsplice » prévus pour les connexions définitives sont livrés remplis d'une colle époxy ou silicone. La gamme « LANsplice » permet de connecter jusqu'à six paires de fibres avec une perte d'insertion maximum de 1 dB (0,5 dB typique). Ses dimensions hors tout sont de 38 × 3 × 2 mm.

Les « LANtap » sont des coupleurs matriciels 1 × 2 ou 2 × 2 destinés à la conception des réseaux locaux à base de fibres optiques, quelle que soit l'architecture (boucle, bus, arbre). Les pertes d'insertion sont inférieures à 1 dB (0,5 dB typique) et la directivité supérieure à 40 dB. Ces coupleurs ont pour dimensions 80 × 12 × 8 mm.

Les « LANsplice » comme les « LANtap » supportent des chocs de 500 g (demi-onde sinus 1 ms) et des vibrations de 50 g, entre 10 Hz et 1 kHz. Ils peuvent travailler entre – 10 et + 100 °C, et à une humidité relative de 95 %.

Fabricant : **GTE-ATEA**
Distribué par : **Techmation**
20, quai de la Marne
75019 Paris.
Tél. : (1) 200.11.05
Tx : 211 541



